

UNIVERSIDAD DE COSTA RICA
SISTEMA DE ESTUDIOS DE POSGRADO

**DISEÑO Y AJUSTE DE UN ESTABILIZADOR DE SISTEMAS DE
POTENCIA EN TIEMPO DISCRETO A PARTIR DE SEÑALES EN EL
DOMINIO DEL TIEMPO**

Tesis sometida a la consideración de la Comisión del Programa de Estudios de Posgrado en Ingeniería Eléctrica para optar al grado y título de Maestría Académica en Ingeniería Eléctrica con énfasis en Sistemas de Potencia

DONALD JESÚS SILES GRANADOS

Ciudad Universitaria Rodrigo Facio

2020

DEDICATORIA

A lo más valioso que tengo en este mundo:

mis padres,

mis hermanos,

mi esposa,

y mi pequeña princesa.

AGRADECIMIENTOS

A Dios por darme la vida.

*A mis padres por su amor incondicional, su guía y sus enseñanzas cuando más las necesité.
Por ser pilares inamovibles de mi vida.*

A Gustavo por su ayuda, sus valiosos aportes y ser tutor de mi trabajo.

A Don Henry por sus consejos e iniciar conmigo esta tesis.

A José David y Alejandro por su colaboración como lectores.

A Ramón por su invaluable apoyo.

A Christian, Alonso y Rolando por ayudarme a crecer y mejorar.

*Y especialmente a mi esposa y mi pequeña princesa por su amor, paciencia y comprensión
todo este tiempo.*

“Esta tesis fue aceptada por la Comisión del Programa de Estudios de Posgrado en Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Costa Rica, como requisito parcial para optar al grado y título de Maestría Académica en Ingeniería Eléctrica con énfasis en Sistemas de Potencia.”

Dr. Francisco Siles Canales
**Representante del Decano
Sistema de Estudio de Posgrado**

Dr. Gustavo Valverde Mora
Director de Tesis

Dr. José David Rojas Fernández
Asesor

M.Sc. Alejandro Zúñiga Luna
Asesor

Dr. Óscar Núñez Mata
**Representante del Director
Programa de Posgrado en Ingeniería Eléctrica**

Donald Jesús Siles Granados
Candidato

TABLA DE CONTENIDO

| | |
|--|------|
| Dedicatoria..... | II |
| Agradecimientos | III |
| Tabla de Contenido..... | V |
| Resumen | VIII |
| Abstract..... | IX |
| Lista de Tablas..... | X |
| Lista de Figuras..... | XII |
| Lista de Abreviaturas | XV |
| Capítulo 1 : Introducción a la estabilidad de sistemas eléctricos de potencia..... | 1 |
| 1.1. Estabilidad de pequeña señal | 2 |
| 1.2. Clasificación de los modos de oscilación | 9 |
| 1.2.1. Modo de oscilación global | 10 |
| 1.2.2. Modo de oscilación interárea | 10 |
| 1.2.3. Modo de oscilación local | 11 |
| 1.2.4. Modos de oscilación intraplanta | 12 |
| 1.2.5. Modos torsionales | 12 |
| 1.3. Problema | 13 |
| 1.4. Hipótesis..... | 14 |
| 1.5. Propuesta | 14 |
| 1.6. Objetivos | 16 |
| 1.6.1. Objetivo General..... | 16 |
| 1.6.2. Objetivos Específicos | 16 |

| | |
|---|----|
| 1.7. Alcance | 17 |
| 1.8. Descripción de los capítulos del documento | 18 |
| Capítulo 2 : Marco Teórico..... | 19 |
| 2.1. Solución al problema de oscilaciones de baja frecuencia | 20 |
| 2.1.1. PSS basado en la velocidad del eje del rotor o estabilizador delta-omega..... | 22 |
| 2.1.2. Estabilizador basado en la frecuencia o estabilizador delta-f | 22 |
| 2.1.3. Estabilizador basado en la potencia o estabilizador delta-P | 23 |
| 2.1.4. Estabilizador integral de potencia acelerante o estabilizador delta-P-omega... | 24 |
| 2.1.5. Consideraciones en la función de transferencia del PSS utilizada en pruebas .. | 25 |
| 2.2. Tiempo discreto, análisis en frecuencia y filtros digitales | 27 |
| 2.2.1. Transformada z, plano z, región de convergencia y estabilidad | 27 |
| 2.2.2. Polos y ceros en el plano z..... | 28 |
| 2.2.3. Estabilidad y relación entre los planos s y z | 30 |
| 2.2.4. Cálculo de la respuesta en frecuencia | 32 |
| 2.3. Análisis de Prony | 33 |
| Capítulo 3 : Estado del arte..... | 36 |
| Capítulo 4 : Metodología | 61 |
| 4.1. Programas de simulación utilizados | 62 |
| 4.2. Sistema de prueba | 64 |
| 4.3. Impedancia externa en terminales del generador | 65 |
| 4.4. Frecuencia de muestreo del estabilizador..... | 66 |
| 4.5. Estructura interna del estabilizador de sistemas de potencia | 67 |
| 4.6. Bloque “Algoritmo Prony” y su implementación en Python | 70 |
| 4.7. Función de transferencia del bloque “Filtros” | 73 |

| | |
|--|-----|
| 4.8. Bloque “Ajustes” del estabilizador de sistemas de potencia | 73 |
| 4.9. Implementación en Python de los filtros en tiempo discreto | 81 |
| Capítulo 5 : Resultados Obtenidos..... | 84 |
| 5.1. Simulación del sistema de prueba sin estabilizador | 85 |
| 5.2. Algoritmo de Prony | 86 |
| 5.3. Ajuste del estabilizador y resultados de lazo cerrado | 94 |
| 5.4. Robustez y adaptabilidad de la solución propuesta | 109 |
| Capítulo 6 : Conclusiones | 114 |
| Apéndices..... | 125 |
| Apéndice A. Datos del sistema de prueba | 125 |
| Apéndice B. Ecuaciones del filtro paso alto..... | 126 |
| Apéndice C. Contrucción del modelo generador – barra infinita..... | 127 |
| Apéndice D. Ecuaciones de los filtros de adelanto/atraso de fase | 129 |
| Apéndice E. Representación en el espacio de estados del sistema | 133 |
| Apéndice F. Resultados del análisis modal | 137 |

RESUMEN

Las oscilaciones de potencia en los sistemas eléctricos son indeseables, especialmente las del tipo interárea, pues tienen consecuencias negativas que pueden limitar la potencia trasegada hasta llevar a un colapso del sistema. Su estudio se enmarca en el área de estabilidad del ángulo de rotor, puntualmente en la estabilidad de pequeña señal. La solución por excelencia al problema anterior son los estabilizadores de sistemas de potencia.

La herramienta de análisis tradicionalmente utilizada para estudios de estabilidad de pequeña señal es el análisis modal, este necesita los modelos matemáticos de todos los elementos del sistema, incluyendo los controles, y determina los modos de oscilación, insumo necesario para ajustar los estabilizadores. Sin embargo, dichos modelos no siempre están totalmente disponibles, lo que constituye un problema para el uso de la herramienta.

Con base en lo anterior, esta tesis propone una metodología alternativa, en la que el estabilizador se ajusta en línea tomando como base la impedancia externa, los parámetros del generador, el ajuste del regulador automático de tensión y los resultados del análisis de la respuesta en el tiempo de la potencia en los terminales del generador. Se utiliza el análisis de Prony para estimar los modos de oscilación del sistema a partir de la potencia y filtros en tiempo discreto para realimentar la frecuencia en terminales y así aumentar el amortiguamiento de los modos oscilatorios pobremente amortiguados de tipo interárea.

ABSTRACT

The power systems oscillations are undesirable, especially for the interarea ones. The oscillations have negative consequences, for example: a limit on the transferred electric power between two areas or, in the most critical cases, a system collapse. The rotor angle stability studies these oscillations, specifically small signal stability. The classical solution to this problem is deployment of power system stabilizers.

Modal analysis is traditionally used for small signal stability studies, it requires the mathematical models of all system elements and it determines the oscillation modes to finally adjust the stabilizers. However, the mathematical models are not always available, which is a problem for using the tool.

This thesis proposes an alternative methodology, in which the stabilizer is online adjusted with the external impedance, the generator's parameters, automatic voltage regulator adjustments, and time domain analysis of the generator's electric power. It uses Prony analysis to estimate the system's oscillation modes from the electric power and uses filters in discrete time to feedback the frequency at terminals. In this way, it increases the damping of the poorly damped interarea oscillation modes.

LISTA DE TABLAS

| | |
|---|-----|
| Tabla 3.1 Rangos típicos de ajuste de los parámetros del PSS del estándar 421.A-1978 de la IEEE | 38 |
| Tabla 3.2 Rangos típicos de ajuste de los parámetros de los PSS con entrada de velocidad/frecuencia..... | 39 |
| Tabla 3.3 Rangos típicos de ajuste de los parámetros del PSS1A con entrada de velocidad/frecuencia..... | 56 |
| Tabla 3.4 Rangos típicos de ajuste de los parámetros del PSS1A con entrada de potencia | 56 |
| Tabla 3.5 Rangos típicos de ajuste de los parámetros del PSS2A/B..... | 56 |
| Tabla 3.6 Rangos típicos de ajuste de los parámetros del PSS4A | 57 |
| Tabla 4.1 Estados internos del bloque “Controlador” | 68 |
| Tabla 5.1 Resultado del análisis de Prony para el caso muy inestable y la Condición 1 | 87 |
| Tabla 5.2 Resultado del análisis de Prony para el caso muy inestable y la Condición 2 | 88 |
| Tabla 5.3 Resultado del análisis de Prony para el caso muy inestable y la Condición 3 | 89 |
| Tabla 5.4 Resultado del análisis de Prony para el caso muy inestable y la Condición 4 | 91 |
| Tabla 5.5 Resultado del análisis de Prony para el caso muy inestable y la Condición 5 | 92 |
| Tabla 5.6 Resultados de la implementación completa del algoritmo de Prony para cada caso analizado | 93 |
| Tabla 5.7 Impedancia externa, condiciones iniciales y constantes del modelo linealizado de cada generador para el caso muy inestable..... | 95 |
| Tabla 5.8 Resultados completos y detallados para el caso muy inestable con PSS en todos los generadores | 99 |
| Tabla 5.9 Resultados completos y detallados del CMI al incluir PSS en todos los generadores con $\xi_{Lím} = 10\%$ | 103 |
| Tabla 5.10 Principales resultados internos de cada PSS obtenidos al desconectar una línea de transmisión..... | 110 |
| Tabla 5.11 Detalle de los cambios realizados en los parámetros de todos los RAT del SdP | 111 |

| | |
|---|-----|
| Tabla A.1 Parámetros de los generadores del sistema de prueba para todos los casos simulados..... | 125 |
| Tabla A.2 Parámetros de los reguladores automáticos de tensión de cada caso simulado | 125 |
| Tabla A.3 Parámetros de las líneas de transmisión y potencia en las cargas para cada caso simulado | 125 |
| Tabla A.4 Tensiones en las barras del sistema en el punto de equilibrio inicial para cada caso simulado | 125 |
| Tabla A.5 Despacho de los generadores y potencia transferida entre las áreas de control para cada caso | 126 |
| Tabla F.1 Resultados del análisis modal para el caso estable | 137 |
| Tabla F.2 Resultados del análisis modal para el caso oscilatorio | 138 |
| Tabla F.3 Resultados del análisis modal para el caso inestable | 139 |
| Tabla F.4 Resultados del análisis modal para el caso muy inestable | 140 |

LISTA DE FIGURAS

| | |
|--|----|
| Figura 1.1 Clasificación de la estabilidad de los sistemas de potencia..... | 3 |
| Figura 1.2 Modelo simplificado de un generador conectado a una carga | 6 |
| Figura 1.3 Relación entre la potencia y la diferencia angular de la FEM del generador y la carga | 6 |
| Figura 1.4 Ejemplo gráfico de un modo de oscilación interárea | 12 |
| Figura 1.5 Ejemplo gráfico de los modos de oscilación locales | 12 |
| Figura 1.6 Sistema de prueba | 17 |
| Figura 2.1 Función de transferencia reducida del PSS..... | 26 |
| Figura 2.2 Representación gráfica de la región de convergencia..... | 28 |
| Figura 2.3 Diagrama de polos y ceros para la expresión mostrada en (2.11) | 31 |
| Figura 3.1 Modelo generador y barra infinita para análisis de pequeña señal | 37 |
| Figura 3.2 Función de transferencia típica del PSS del estándar 421.A-1978 de la IEEE..... | 38 |
| Figura 3.3 Función de transferencia del PSS1A del estándar 421.5-1992 de la IEEE | 40 |
| Figura 3.4 Función de transferencia del PSS2A del estándar 421.5-1992 de la IEEE | 40 |
| Figura 3.5 Función de transferencia del PSS2B del estándar 421.5-2005 de la IEEE | 45 |
| Figura 3.6 Función de transferencia del PSS3B del estándar 421.5-2005 de la IEEE | 46 |
| Figura 3.7 Función de transferencia del PSS4B del estándar 421.5-2005 de la IEEE | 46 |
| Figura 3.8 Modelo (izquierda) y diagrama de fase (derecha) para la implementación de un PSS-ALDP..... | 51 |
| Figura 3.9 Funciones de pertenencia para la entrada (izquierda) y salida (derecha) del PSS-ALDP | 51 |
| Figura 3.10 Magnitud y fase de las etapas de compensación de fase del PSS2A de la IEEE 55 | |
| Figura 3.11 Función de transferencia del PSS2C del estándar 421.5-2016 de la IEEE | 57 |
| Figura 3.12 Función de transferencia del PSS3C del estándar 421.5-2016 de la IEEE | 58 |
| Figura 3.13 Función de transferencia del PSS4C del estándar 421.5-2016 de la IEEE | 58 |
| Figura 3.14 Función de transferencia del PSS5C del estándar 421.5-2016 de la IEEE | 59 |
| Figura 3.15 Función de transferencia del PSS6C del estándar 421.5-2016 de la IEEE | 60 |

| | |
|--|----|
| Figura 3.16 Función de transferencia del PSS7C del estándar 421.5-2016 de la IEEE | 60 |
| Figura 4.1 Elementos del sistema de prueba a ser implementados en el software de simulación (color celeste) y en el lenguaje de programación (color verde) | 62 |
| Figura 4.2 Etapas para la implementación en Python del PSS digital | 63 |
| Figura 4.3 Sistema de prueba | 64 |
| Figura 4.4 Modelo SEXS de PSS®E..... | 65 |
| Figura 4.5 Estructura interna (arriba) y ejemplos de operación (abajo) del estabilizador propuesto | 67 |
| Figura 4.6 Ejemplo de ventana deslizante con ancho de 1 segundo que se desliza desde 3.5 s hasta 7.5 s | 71 |
| Figura 4.7 Función de transferencia del PSS propuesto | 74 |
| Figura 4.8 Modelo linealizado de un generador realimentado con un PSS y conectado a una barra infinita | 74 |
| Figura 4.9 Simplificación del modelo linealizado de un generador conectado a una barra infinita con PSS | 77 |
| Figura 4.10 Ejemplos de lugar de las raíces | 79 |
| Figura 4.11 Respuestas en frecuencia en tiempo continuo (arriba) y tiempo discreto (abajo) del filtro paso alto (izquierda) y el filtro de adelanto-atraso (derecha) obtenidos para $\theta_n = 40^\circ$ y $f_n = 1 \text{ Hz}$ | 82 |
| Figura 5.1 Resultados obtenidos al simular el sistema de prueba sin estabilizador de sistemas de potencia | 85 |
| Figura 5.2 Fase del conjunto RAT-Generador en el rango desde 0 Hz hasta 3 Hz..... | 95 |
| Figura 5.3 Simulación obtenida para el caso muy inestable al incluir PSS en todos los generadores..... | 96 |
| Figura 5.4 Respuestas en frecuencias del bloque “Filtros” de cada PSS y de $GEP(s)$ para cada generador..... | 97 |
| Figura 5.5 Segundo cuadrante del lugar de las raíces en cada generador del sistema del CMI | 98 |

| | |
|--|-----|
| Figura 5.6 Estado del bloque “Controlador” de los PSS de cada generador a lo largo del tiempo | 100 |
| Figura 5.7 Resultados obtenidos para el CMI al incluir PSS en todos los generadores con $\xi_{Lím} = 10\%$ | 101 |
| Figura 5.8 Resultados obtenidos para el CEs y el COS al incluir PSS en todos los generadores..... | 104 |
| Figura 5.9 Resultados obtenidos para el CIn y el CMI al incluir PSS en todos los generadores..... | 105 |
| Figura 5.10 Potencia en cada generador del CMI+PSS al provocar una segunda perturbación en el SEP | 107 |
| Figura 5.11 Estado del bloque “Controlador” de cada PSS al provocar una segunda perturbación en el SEP | 108 |
| Figura 5.12 Potencias obtenidas sin y con PSS al perturbar el SdP desconectando una línea de transmisión..... | 110 |
| Figura 5.13 Resultados obtenidos considerando cambios en la ganancia o la constante de tiempo del RAT | 112 |
| Figura 5.14 Resultados obtenidos considerando cambios en la ganancia y la constante de tiempo del RAT | 113 |

LISTA DE ABREVIATURAS

| | |
|-------------------|---|
| 2 ^{da} p | Segunda perturbación |
| AC | Área de Control |
| AC1 | Área de Control 1 |
| AC2 | Área de Control 2 |
| AM | Análisis modal |
| BdR | Base de reglas |
| CD | Corriente directa |
| CEs | Caso estable |
| CIn | Caso inestable |
| CMI | Caso muy inestable |
| COS | Caso oscilatorio sostenido |
| DFT | Transformada discreta de Fourier (del inglés Discrete Fourier Transform) |
| FdM | Funciones de membresía |
| FdT | Función de transferencia |
| Gen 11 | Generador 11 |
| Gen 12 | Generador 12 |
| Gen 21 | Generador 21 |
| Gen 22 | Generador 22 |
| HVDC | Corriente continua de alta tensión (del inglés high-voltage direct current) |
| IEEE | Institute of Electrical and Electronics Engineers |
| LdR | Lugar de las raíces |
| MdO | Modo de oscilación |
| ML-GBI | Modelo linealizado de un generador conectado a una barra infinita |
| OEBF | Oscilación electromecánica de baja frecuencia |
| PF | Potencia filtrada |
| PPL | Polinomio de predicción lineal |
| PSS | Estabilizador de sistemas de potencia (del inglés power system stabilizer) |

| | |
|----------|---|
| PSS-ALDP | Estabilizador de sistemas de potencia adaptativo de lógica difusa polar |
| RAT | Regulador automático de tensión |
| RNA | Red neuronal artificial |
| SADI | Sistema argentino de interconexión |
| SdP | Sistema de prueba |
| SEP | Sistema eléctrico de potencia |
| SER | Sistema Eléctrico Regional |
| SNR | Relación señal/ruido (del inglés: signal to noise ratio) |
| TC | Tiempo continuo |
| TD | Tiempo discreto |
| TF | Transformada de Fourier |



Autorización para digitalización y comunicación pública de Trabajos Finales de Graduación del Sistema de Estudios de Posgrado en el Repositorio Institucional de la Universidad de Costa Rica.

Yo, Donald Jesús Siles Granados, con cédula de identidad 1-1190-0216, en mi condición de autor del TFG titulado Diseño y ajuste de un estabilizador de sistemas de potencia en tiempo discreto a partir de señales en el dominio del tiempo

Autorizo a la Universidad de Costa Rica para digitalizar y hacer divulgación pública de forma gratuita de dicho TFG a través del Repositorio Institucional u otro medio electrónico, para ser puesto a disposición del público según lo que establezca el Sistema de Estudios de Posgrado. SI ☒ NO * ☐

*En caso de la negativa favor indicar el tiempo de restricción: _____ año (s).

Este Trabajo Final de Graduación será publicado en formato PDF, o en el formato que en el momento se establezca, de tal forma que el acceso al mismo sea libre, con el fin de permitir la consulta e impresión, pero no su modificación.

Manifiesto que mi Trabajo Final de Graduación fue debidamente subido al sistema digital Kerwá y su contenido corresponde al documento original que sirvió para la obtención de mi título, y que su información no infringe ni violenta ningún derecho a terceros. El TFG además cuenta con el visto bueno de mi Director (a) de Tesis o Tutor (a) y cumplió con lo establecido en la revisión del Formato por parte del Sistema de Estudios de Posgrado.

INFORMACIÓN DEL ESTUDIANTE:

Nombre Completo: Donald Jesús Siles Granados.

Número de Carné: B07810 Número de cédula: 1-1190-0216.

Correo Electrónico: dsilesg@gmail.com.

Fecha: 20 de octubre del 2020. Número de teléfono: 2540-2251 / 8842-9382.

Nombre del Director (a) de Tesis o Tutor (a): Dr. Gustavo Valverde Mora.

FIRMA ESTUDIANTE

Nota: El presente documento constituye una declaración jurada, cuyos alcances aseguran a la Universidad, que su contenido sea tomado como cierto. Su importancia radica en que permite abreviar procedimientos administrativos, y al mismo tiempo genera una responsabilidad legal para que quien declare contrario a la verdad de lo que manifiesta, puede como consecuencia, enfrentar un proceso penal por delito de perjurio, tipificado en el artículo 318 de nuestro Código Penal. Lo anterior implica que el estudiante se vea forzado a realizar su mayor esfuerzo para que no sólo incluya información veraz en la Licencia de Publicación, sino que también realice diligentemente la gestión de subir el documento correcto en la plataforma digital Kerwá.

Capítulo 1

INTRODUCCIÓN A LA ESTABILIDAD DE SISTEMAS ELÉCTRICOS DE POTENCIA

En este capítulo se describe la inestabilidad de los sistemas eléctricos de potencia como una consecuencia inherente al crecimiento de éstos, la interconexión de sistemas cada vez mayores y la necesidad de trasegar altos niveles de potencia hacia centros de carga que se encuentran alejados de los centros de generación. Se indican las posibles consecuencias que pueden presentarse cuando los sistemas se vuelven inestables y de ahí la importancia de asegurar la estabilidad en todo momento. Se introduce al lector a los principales conceptos asociados a la estabilidad de los sistemas eléctricos de potencia y se explican brevemente tres tipos distintos de estabilidad: la de frecuencia, la de tensión y la del ángulo de rotor. Precisamente la estabilidad del ángulo de rotor es el campo de estudio en el cual se desarrolla el presente trabajo, por lo que se realiza un mayor énfasis en ella. Se presenta la ecuación de movimiento del rotor como el sustento matemático para comprender por qué se presentan las oscilaciones de potencia y brindar con ello herramientas para solucionar el problema. Se detalla también la clasificación de los diversos modos de oscilación que se pueden presentar en un sistema eléctrico de potencia cuando la inestabilidad es de tipo oscilatoria, a saber: global, local, interárea, intraplanta y torsional. Con base en todo lo anterior y hacia el final del capítulo se describe el problema, la hipótesis, la propuesta, los objetivos y el alcance de la tesis.

1.1. ESTABILIDAD DE PEQUEÑA SEÑAL

En un inicio los sistemas eléctricos de potencia (SEP) estaban constituidos por máquinas generadoras de poca capacidad y líneas de transmisión cortas. Pero, con el paso del tiempo, la creciente demanda y la necesidad de un servicio eléctrico ininterrumpido han provocado que crezcan cada vez más, aumentando la capacidad de generación de las máquinas, la distancia de las líneas de transmisión y la cantidad de máquinas interconectadas en un mismo sistema. Su creciente desarrollo ha permitido que sean cada vez más robustos ante pérdidas de potencia, pues cuando uno o más generadores salen de línea por problemas en alguno de sus elementos (reguladores de tensión o velocidad, cojinetes, enfriamiento, entre otros) los restantes generadores del sistema aportan la potencia que dejó de entregar el generador fuera de servicio. Además, se han facilitado las labores de mantenimiento pues una unidad de generación puede ser detenida de forma planificada por un tiempo definido sin impactar el suministro eléctrico. Este mismo concepto aplica para la salida de una línea de transmisión.

Sin embargo, la misma interconexión entre la creciente cantidad de generadores y el uso de largas líneas de transmisión para unir las zonas de generación y las de consumo, cuando geográficamente están separadas por grandes distancias, ha acarreado problemas de estabilidad y oscilaciones electromecánicas de baja frecuencia (OEBF) poco amortiguadas [1]. La estabilidad en un SEP es estrictamente necesaria pues de ello depende la continuidad del servicio, la eficiencia en la transmisión de energía, los niveles de tensión y frecuencia, la forma de onda de las señales de tensión/corriente y demás parámetros eléctricos que determinan la calidad de la energía.

Si el SEP alcanza un estado oscilatorio y dichas oscilaciones no son amortiguadas en el tiempo pueden generar la activación de dispositivos de protección que desconectarían generadores, líneas de transmisión o áreas. Lo anterior puede llegar a aislar las zonas de generación de las zonas de consumo llegando incluso a provocar colapsos. Por otra parte, aunque las oscilaciones no sean de magnitud suficiente para provocar apagones o colapsos en el sistema, sí pueden llegar a limitar la potencia

transferida por las líneas de transmisión [1], la activación de protecciones en equipos puntuales o bien el estrés en los ejes de las turbinas [2]. La limitación en la potencia a ser transferida evidentemente es un factor indeseado pues ocasiona reducciones en las ventas de energía.

Por lo anterior, los esfuerzos realizados en la línea de resolver el problema de las OEBF no amortiguadas de un SEP tienen un gran impacto en la confiabilidad, la seguridad operativa y sin lugar a dudas, también en el campo económico.

Las variables eléctricas a considerar en la estabilidad del SEP son la frecuencia, la tensión, la velocidad y ángulo de los rotores, la potencia activa y la potencia reactiva. Lo anterior da origen a una clasificación de los tipos de estabilidad que además depende del “tamaño” de la perturbación a la que el sistema es sometido. Un caso particular de inestabilidad se presenta como oscilaciones sostenidas, cuya presencia debe ser mitigada para evitar comportamientos no deseados en el SEP. A continuación, se expondrán algunos conceptos generales sobre los tipos de estabilidad, brindando mayor detalle a la estabilidad de ángulo de rotor.

La estabilidad en un SEP se define como su capacidad para que, a partir de una condición de operación inicial, logre recuperar un estado de equilibrio operativo luego de someterlo a una perturbación física, con la mayoría de las variables del sistema limitadas de modo que prácticamente todo el sistema permanezca intacto [3] [4]. Para efectos de análisis, la estabilidad de un SEP se clasifica como se muestra en la Figura 1.1 [4].

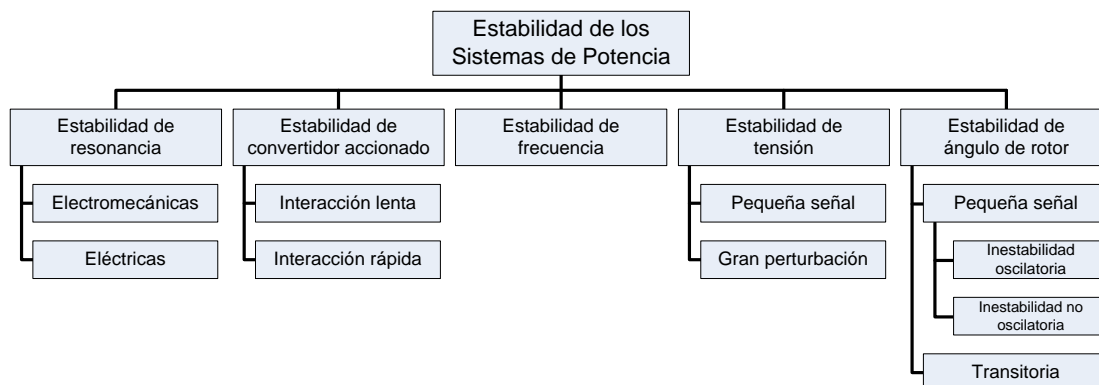


Figura 1.1 Clasificación de la estabilidad de los sistemas de potencia

La estabilidad de resonancia comprende las resonancias subsíncronas, las que pueden ser de dos tipos. El primer tipo son electromecánicas y se manifiestan entre la compensación en serie y los modos mecánicos torsionales del eje de la turbina, si tienen amortiguamiento negativo amenazan la integridad mecánica del eje turbina-generador. En el segundo tipo la resonancia es puramente eléctrica, manifestándose entre la compensación en serie y las características eléctricas del generador, se presenta en los generadores de inducción de velocidad variable utilizados en aerogeneradores por lo que se suele denominarla como efecto generador de inducción [4].

La estabilidad de convertidor accionado está relacionada con los convertidores interconectados de generación, los que típicamente se basan en lazos de control y algoritmos con tiempos de respuesta rápidos. Se subdivide en dos tipos: el primero se conoce como de interacción lenta y típicamente presenta frecuencias menores a 10 Hz; el segundo es de interacción rápida, se asocia al control de sistemas basados en electrónica de potencia y su frecuencia de oscilación es de decenas, cientos o miles de Hz. No se consideran inestabilidades locales causadas por ajustes de control incorrectos o controladores sintonizados inapropiadamente dentro de este tipo de estabilidad [4].

La estabilidad de frecuencia es la habilidad de un SEP para mantener la frecuencia próxima a la magnitud predefinida en el sistema después de una perturbación severa que provoca un desequilibrio entre generación y carga. La estabilidad de frecuencia está directamente relacionada con la habilidad para mantener/restaurar el equilibrio entre generación y carga. Generalmente los problemas de estabilidad de frecuencia se asocian a insuficiente reserva de generación, mala coordinación de los equipos de control y/o protecciones, o bien respuestas inadecuadas en los equipos [3] [4] [5] [6] [7].

La estabilidad de tensión es la habilidad de un SEP para, a partir de una condición de operación inicial, mantener las tensiones próximas a valores de equilibrio en todas las barras del sistema, ya sea en condiciones normales de operación o después de ser sometido a una perturbación [2] [3] [4] [5] [6] [7] [8]. La incapacidad del sistema generación-transmisión para suplir la demanda es la principal causa de este tipo de

inestabilidad y usualmente se refleja como una caída progresiva e irreparable de la tensión en las barras [2]. A pesar de lo anterior, un sistema de potencia también corre el riesgo de experimentar inestabilidad por sobretensión [3] [5].

Se distinguen dos tipos de estabilidad de tensión: la de pequeña señal y la de gran perturbación. La estabilidad de pequeña señal es la capacidad para mantener las tensiones después de pequeñas perturbaciones como cambios en las cargas del sistema. La estabilidad de gran perturbación es la habilidad para controlar las tensiones después de una perturbación severa como, por ejemplo, pérdidas de generación o salida de elementos de la red de transmisión producto de un corto circuito [2] [3] [4] [5] [8].

La estabilidad del ángulo de rotor es la habilidad de las máquinas sincronizadas a un SEP para permanecer en sincronismo después de que el sistema ha sido sometido a una perturbación [2] [3] [4] [8]. Depende de la habilidad para mantener/restaurar el equilibrio entre el par electromagnético y el par mecánico de cada máquina sincronizada [3]; o visto de otra forma, del balance entre la potencia mecánica aplicada al rotor y la potencia eléctrica transmitida a la red. Ante perturbaciones en el SEP el equilibrio es alterado y los rotores se aceleran o desaceleran en busca de una nueva condición de equilibrio [2]. Puede clasificarse en estabilidad transitoria (también conocida como estabilidad de gran perturbación) y estabilidad de pequeña señal [2] [3] [4] [5] [6] [8].

La estabilidad transitoria es la habilidad del sistema de potencia para mantener el sincronismo cuando es sometido a perturbaciones severas como por ejemplo cortos circuitos en las líneas de transmisión. Depende tanto de las condiciones iniciales como de la severidad de la perturbación. Además, el estado estable a que llega el sistema es diferente a la condición previa de la perturbación [2] [3] [4] [5] [8]. La respuesta del sistema está influenciada por la relación no lineal entre la potencia y el ángulo del rotor por lo que dejan de ser válidos los métodos de aproximación lineal [2]. Considerando el modelo simplificado de un generador conectado a una carga mostrado en la Figura 1.2 (a), su equivalente (b) y simplificación (c), en régimen estable la relación entre la potencia y el ángulo de rotor tiene la forma mostrada en la Figura 1.3 [8] [9] y está determinada por

$$P = \frac{E_G E_M \sin \delta}{X_T} \quad (1.1)$$

Donde:

P : Potencia eléctrica activa inyectada por la máquina al sistema.

E_G : Fuerza electromotriz detrás de la reactancia del generador.

E_M : Fuerza electromotriz detrás de la reactancia de la carga.

δ : Diferencia entre los ángulos de fase de E_G y E_M .

X_T : Reactancia total (generador, línea y carga).

La estabilidad de pequeña señal es la habilidad del sistema de potencia para mantener el sincronismo cuando es sometido a pequeñas perturbaciones. Éstos últimos son considerados lo suficientemente pequeños que, para propósitos de análisis, permiten la linealización de las ecuaciones alrededor del punto de operación. El ejemplo típico de perturbación de pequeña señal es la variación de la carga en el sistema [2] [3] [8] [5] [6].

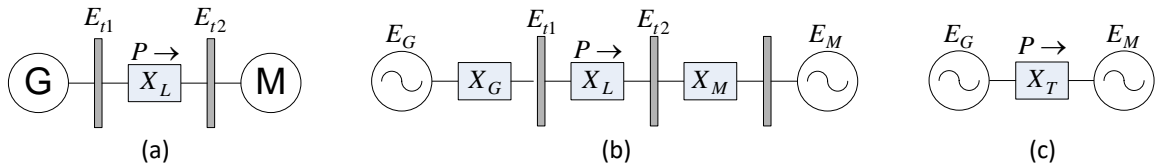


Figura 1.2 Modelo simplificado de un generador conectado a una carga

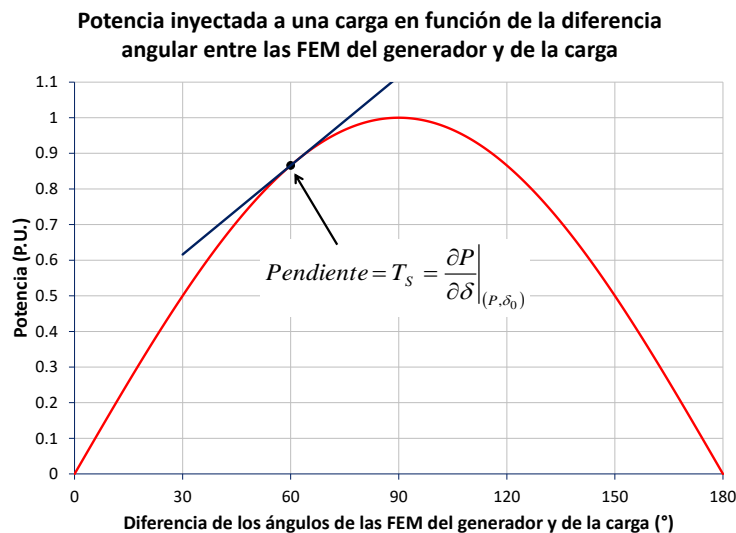


Figura 1.3 Relación entre la potencia y la diferencia angular de la FEM del generador y la carga

Para analizar las oscilaciones de pequeña señal, además de las ecuaciones eléctricas (como por ejemplo (1.1)) se consideran también aquellas que modelan el comportamiento mecánico de la máquina. El modelado mecánico de la máquina se realiza mediante la ecuación de Newton aplicada al rotor de la máquina, también conocida como ecuación de oscilación y representada por [2] [8] [5] [6]

$$K \frac{d^2\delta}{dt^2} + T_D \frac{d\delta}{dt} = P_m - P_e \quad (1.2)$$

Donde:

P_m : Potencia mecánica entregada por la turbina.

P_e : Potencia eléctrica inyectada por la máquina al sistema.

K : Constante proporcional a la inercia de la máquina.

δ : Ángulo del rotor respecto a un eje de referencia.

$\frac{d^2\delta}{dt^2}$: Aceleración de la máquina.

T_D : Coeficiente de par amortiguante (comprende el coeficiente de fricción de la turbina, los devanados de amortiguamiento y las variaciones de las cargas con la frecuencia).

$\frac{d\delta}{dt}$: Velocidad de máquina (identificada como ω en alguna literatura).

Durante el análisis de pequeña señal se considera que la potencia mecánica de la turbina no cambia y se puede linealizar la ecuación en el punto de operación estable anterior. Considerando esto, se obtiene

$$K \frac{d^2\Delta\delta}{dt^2} + T_D \frac{d\Delta\delta}{dt} + \frac{\partial P_e}{\partial \delta} \Delta\delta = 0 \quad (1.3)$$

Ecuación que depende de $\Delta\delta$ y aporta un nuevo factor al análisis, llamado coeficiente de par sincronizante (usualmente indicado como T_s). Éste se define como la derivada de la potencia eléctrica activa inyectada por la máquina respecto al ángulo del rotor evaluada en el punto de operación estable anterior (ver Figura 1.3) [2] [8], por lo que

$$K \frac{d^2 \Delta \delta}{dt^2} + T_D \frac{d \Delta \delta}{dt} + T_S \Delta \delta = 0 \quad (1.4)$$

La solución matemática de (1.3) es de tipo exponencial y será estable o inestable dependiendo de los valores de T_S y T_D . En el caso estable la oscilación se amortigua con el tiempo y el sistema vuelve a un estado de equilibrio. En el caso inestable la perturbación crece y puede provocar salida de generadores, desconexión de carga, activación de protecciones, salida de líneas o cualquier otro evento indeseado en el sistema. El valor de T_D depende del ajuste de los reguladores automáticos de tensión (RAT) y de la introducción al sistema de controladores adicionales, determina la tasa de disminución de la amplitud de las oscilaciones. Mientras que T_S se encarga de mantener las máquinas eléctricamente unidas al sistema y determina la frecuencia de las oscilaciones. De la solución matemática de (1.3) se identifican los comportamientos que se explican a continuación [2] [8] [5] [10]:

- **Oscilaciones positivamente amortiguadas:** Son las oscilaciones “normales” de un SEP. Es el caso estable pues la magnitud de las oscilaciones es atenuada en el tiempo y no provoca problemas de generación o transmisión. Dentro de esta categoría se incluyen las oscilaciones pobremente amortiguadas, las que si bien es cierto en un sentido estricto son estables, su amplia duración temporal retrasa que el SEP alcance un nuevo punto de equilibrio, por lo que es deseable que su amortiguamiento se aumente mediante alguna acción correctiva adicional.
- **Oscilaciones sostenidas o no amortiguadas:** En este caso la magnitud de las oscilaciones es constante en el tiempo, por lo que no crece pero tampoco se atenúa. Dependiendo de la magnitud de las oscilaciones el comportamiento del SEP podría ser “estable” (las máquinas siguen en sincronismo pero con problemas como por ejemplo limitaciones de trasiego de potencia) o inestable (la magnitud de las oscilaciones es tal que provoca problemas como por ejemplo la salida de líneas de transmisión). En este último caso se requiere de una acción correctiva para eliminar las oscilaciones.

- **Oscilaciones negativamente amortiguadas:** Tienen lugar cuando la magnitud de la oscilación aumenta con el paso del tiempo. El comportamiento del SEP es inestable pues el aumento en magnitud de las oscilaciones ocasiona pérdida de cargas o generación debido a la activación de protecciones, o bien la salida de líneas de transmisión provocando particiones del SEP.

1.2. CLASIFICACIÓN DE LOS MODOS DE OSCILACIÓN

Como se ha comentado, las oscilaciones no amortiguadas constituyen un caso particular de la estabilidad de ángulo de rotor. La forma común en que esta condición se refleja en los SEP es una fluctuación sostenida en la potencia trasegada por las líneas, pues la potencia es dependiente de la diferencia entre los ángulos del rotor en las barras de los extremos, como se indica en (1.1) [2]. Si estas oscilaciones no son controladas o eliminadas pueden ocasionar el accionamiento de protecciones, y con esto la salida de líneas, generadores y/o cargas. En el mejor de los casos, las oscilaciones limitan la capacidad de transmisión de las líneas [11]. A manera de ejemplo, en Argentina, debido a oscilaciones no amortiguadas la potencia trasegada desde las centrales de mayor importancia estaba disminuida en 300MW, esta limitación en el trasiego de potencia fue resuelta con la implementación de estabilizadores de sistemas de potencia (PSS) [5] [11].

Las oscilaciones no amortiguadas se pueden subdividir en cinco modos (o tipos) distintos [2] [3] [8]. Los sistemas de potencia más propensos a presentar oscilaciones de este tipo son aquellos que presentan una estructura longitudinal, están conectados por líneas de transmisión débiles (una alta impedancia) o que operan fuertemente cargados. Estas oscilaciones se encuentran en el rango de frecuencias desde 0.001 Hz hasta 3.0 Hz. Los modos de oscilación (MdO) de frecuencias mayores son amortiguados por los devanados de amortiguamiento por lo que las oscilaciones de potencia se presentan a bajas frecuencias [1] [12]. En el contexto de sistemas eléctricos, las oscilaciones de potencia también son conocidas como oscilaciones electromecánicas de baja frecuencia (OEBF) o simplemente oscilaciones electromecánicas.

Analíticamente los MdO se determinan con el análisis modal (AM), obteniéndose entre otros aspectos la frecuencia y el factor de amortiguamiento (o decrecimiento logarítmico) de cada posible modo oscilatorio del SEP (más detalles del AM se muestran en el Capítulo 2). Para realizar estudios de los problemas causados por los MdO se utiliza el factor de amortiguamiento de las oscilaciones de los modos críticos [1]. Una solución a los problemas de inestabilidad permanente es la utilización y correcta sintonización de los PSS [1] [2] [5] [11] [12] [13] [14].

1.2.1. Modo de oscilación global

Se presentan cuando un sistema de potencia opera en red aislada. Comprenden un rango de frecuencias que abarca desde 0.001 Hz hasta 0.1 Hz [12].

1.2.2. Modo de oscilación interárea

Los modos interárea están asociados con la oscilación de un grupo de unidades generadoras en una zona del sistema que tienen un comportamiento coherente entre ellas y que oscilan en oposición a un grupo de generadores ubicados en otra zona del sistema [1] [5] [10] [7] [11] [12] [13]. Algunas veces son llamados MdO interenlace. Normalmente no se presentan, pero pueden aparecer bajo condiciones particulares de la red que tienen lugar luego de maniobras normales de operación, o bien cuando se intercambian niveles importantes de potencia entre dos partes de un sistema eléctrico que están unidos por vínculos débiles (alta impedancia) [1] [11]. La frecuencia natural de este MdO se encuentra en el rango desde 0.1 Hz hasta 0.8 Hz [1]. Aunque, literatura como [13] considera que las oscilaciones locales son aquellas cuya frecuencia es menor o igual a 0.5 Hz e incluye las oscilaciones globales dentro de las oscilaciones locales.

Los MdO interárea son los modos más peligrosos para un SEP pues por lo general éste no es capaz de proporcionar amortiguamiento natural a frecuencias tan bajas [6]. Las consecuencias de un modo interárea son percibidas en la totalidad de la zona geográfica

que dicho MdO acopla. Se presentan oscilaciones en variables eléctricas como potencias activas y reactivas, tensiones, corrientes y frecuencia. Por lo anterior, es necesario evaluar el efecto de este modo sobre los esquemas de rechazo de carga/generación por baja o sobre frecuencia del sistema. Además, si la amplitud de la oscilación crece con el tiempo existe el peligro de la pérdida de estabilidad permanente, lo que puede conducir a la partición del sistema eléctrico debido a la actuación de los sistemas de protección, aumentando la probabilidad de tener que efectuar cortes de carga y que el comportamiento de algunas de las zonas del sistema lo lleve hacia el colapso total [11]. Este tipo de oscilaciones es la que causa el mayor impacto en el sistema pues tienen menor amortiguamiento y menor frecuencia [2]. En la Figura 1.4 [2] se muestra gráficamente un ejemplo del MdO interárea.

1.2.3. Modo de oscilación local

Los MdO locales son los más comunes y están asociados a una central eléctrica (o una pequeña parte del SEP) que se conecta por medio de líneas de transmisión de alta impedancia (débiles) a un sistema relativamente más grande, generalmente en una configuración radial, de ahí que su principal característica sea la oscilación del ángulo del rotor de un grupo de generación con respecto al resto del SEP [2] [10] [13] [1] [5] [7]. La frecuencia natural de oscilación de este modo se encuentra en el rango desde 0.8 Hz hasta 1.8 Hz [1]. Sin embargo, alguna literatura amplía el rango desde 0.7 Hz hasta 2.0 Hz [12] [13] mientras que otra considera el rango desde 1 Hz hasta 3 Hz [6].

Estos MdO suelen ser generados por el propio RAT de la máquina oscilante y el amortiguamiento de este tipo de oscilaciones se logra de forma eficaz con estabilizadores de sistemas de potencia [2]. Si los MdO locales no son amortiguados pueden restringir la transmisión de potencia desde una central a través de un determinado sistema de transmisión [11]. En la Figura 1.5 [2] se muestran gráficamente ejemplos de MdO locales.

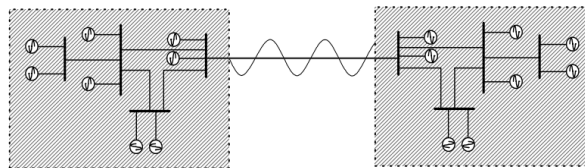


Figura 1.4 Ejemplo gráfico de un modo de oscilación interárea

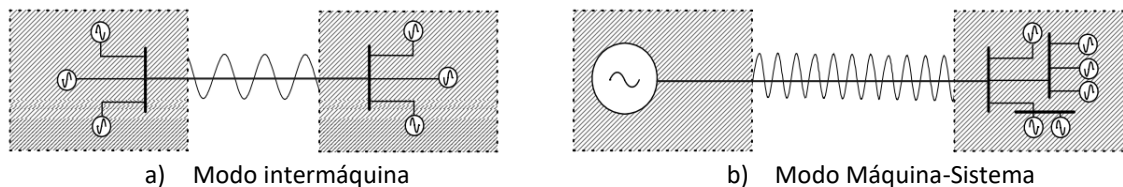


Figura 1.5 Ejemplo gráfico de los modos de oscilación locales

1.2.4. Modos de oscilación intraplanta

Algunas veces llamado modo de control [2] y se presenta cuando las unidades de una central eléctrica oscilan una contra la otra. Estas oscilaciones no están asociadas a los límites de estabilidad de transferencia de potencia, sino más bien a la interacción de los controles de las diversas unidades [1]. Algunos autores consideran que las oscilaciones del modo intraplanta (también llamadas intraunidad o intersistema) comprenden desde 2.0 Hz hasta 3.0 Hz [1], mientras que otros lo consideran entre 1.5 Hz y 3.0 Hz [13].

Las causas usuales de este tipo de inestabilidad son reguladores de tensión y/o velocidad mal ajustados, convertidores de potencia AC-DC y compensadores estáticos [2]. Algunos autores consideran los modos intraplanta parte de las oscilaciones locales, y además incluye en esta misma categoría a las oscilaciones entre centrales de generación ubicadas muy cercanas [11].

1.2.5. Modos torsionales

Los modos torsionales son generados por la tendencia de oscilar entre sí de los modos naturales mecánicos de las partes que constituyen la turbina, la máquina sincrónica y la excitatriz. Las oscilaciones también pueden darse con respecto a la red eléctrica en la que el generador está conectado. Los elementos de la red eléctrica que

comúnmente entran en oscilación son los capacitares serie, los convertidores estáticos o los controles de sistemas HVDC [2] [10] [7] [13]. Las oscilaciones torsionales presentan una frecuencia mayor a los 4.0 Hz [13]. Literatura como [6] considera un rango desde 10 Hz hasta 40 Hz para generadores sincrónicos.

1.3. PROBLEMA

Típicamente para determinar la estabilidad y el comportamiento de los MdO de un SEP se realizan estudios de pequeña señal. Sin embargo, a pesar de que esta herramienta de análisis determina con precisión el comportamiento del sistema estudiado, su uso en sistemas grandes se dificulta debido a que la construcción de dicha matriz depende totalmente del conocimiento veraz de todos los parámetros y funciones de transferencia que modelan matemáticamente los diversos componentes del sistema, incluyendo los controles de cada generador, lo que se dificulta en sistemas grandes o en aquellos que pertenecen a diversas empresas o países. Además, las OEBF en un SEP dependen de factores como el punto de operación, el despacho de generación, la distribución física de los generadores y las cargas, las líneas de interconexión entre éstos dos y la naturaleza de la carga (resistiva, inductiva y/o capacitiva). Lo anterior hace que la cantidad de variables a considerar y la diversidad de casos de estudio sea tan grande que pueda incluso volverse inmanejable o como mínimo sumamente amplio y complejo.

Por lo anterior, a pesar de ser una herramienta sumamente completa, su aplicación en aquellos SEP donde no se conocen con total certeza todos los elementos que lo componen no es recomendable. Además, la diversidad y complejidad de los MdO presentes en un SEP algunas veces dificulta que los problemas de oscilaciones puedan ser solucionados con un único estabilizador o bien con un único ajuste. Sin embargo, estas “debilidades” de las técnicas tradicionales de análisis y solución abren la puerta a nuevas implementaciones y soluciones más modernas, como por ejemplo PSS “inteligentes” o PSS “autosintonizables”, cuya función de transferencia y ajuste es dinámico y depende de la oscilación que se presente en el SEP en un momento específico de operación.

A manera de ejemplo, actualmente en el Sistema Eléctrico Regional (SER) conformado por los países desde México hasta Panamá se presenta una OEBF inestable (no amortiguada) de modo interárea cuya frecuencia de oscilación es de aproximadamente 0.2 Hz y que ha provocado en diversas ocasiones la partición del SER en al menos dos áreas de control. Sin embargo, a pesar de ser un problema presente e identificado, las simulaciones no han indicado MdO inestables, lo que dificulta su solución mediante el AM. Los resultados podrían deberse a la representación inexacta de los modelos y sus parámetros.

1.4. HIPÓTESIS

Es posible sintonizar en línea los estabilizadores de sistemas de potencia a partir de la frecuencia y potencia eléctrica medida en los terminales del generador por medio de filtros digitales, lo que brinda independencia del conocimiento de los modelos matemáticos de todo el sistema de potencia.

1.5. PROPUESTA

Se propone el diseño y ajuste de un estabilizador de sistemas de potencia en tiempo discreto a partir del análisis de las componentes de frecuencia de la respuesta en el tiempo de la potencia eléctrica en los terminales del generador. Como función de transferencia del estabilizador se propone uno o varios filtros digitales que permitan inyectar una componente de par amortiguante en fase con las desviaciones de velocidad a través del punto suma de la referencia de tensión terminal del generador y su respectiva realimentación en el RAT. La señal de entrada al estabilizador será la frecuencia en los terminales del generador.

Para la selección y ajuste de los filtros se obtendrán, por medio del análisis de Prony, las componentes de frecuencia de la potencia eléctrica en los terminales del generador. A partir de estas componentes se seleccionará la función de transferencia y el

ajuste del PSS, por lo que éstos serán dinámicos y dependerán de la oscilación que se presente en el SEP en un momento determinado. De esta forma se obtiene independencia del conocimiento de las funciones de transferencia y ajustes de todos los elementos del sistema, pues únicamente se requieren valores de campo (que pueden ser fácilmente medidos) para determinar y ajustar el estabilizador.

Como sistema de prueba (SdP) se utilizará el SEP documentado, entre otras referencias, en [15], el cual presenta al menos una oscilación en el rango de frecuencias menores a 1 Hz (modos interárea). Para simular el sistema se utilizará el software PSS®E. En un inicio se correrá la simulación por un lapso en régimen permanente y luego en un instante de tiempo definido se introducirá una perturbación que excite una OEBF poco amortiguada dentro del rango de frecuencias correspondientes a los modos interárea.

Se definirá la frecuencia de muestreo de la potencia y frecuencia en los terminales del generador, señales que serán obtenidas desde la simulación en PSS®E. Por otra parte, en un programa en Python se realizará el cálculo de las componentes de frecuencia de la potencia, y a partir de dichas componentes se definirá tanto la función de transferencia del estabilizador como su ajuste para luego calcular y modificar en la simulación de PSS®E el nuevo aporte al punto suma del RAT del generador. Una vez actualizado dicho aporte la simulación en PSS®E continuará hasta la obtención de una nueva muestra, repitiéndose este proceso hasta concluir la simulación.

La propuesta planteada brinda los siguientes aportes al estado del arte:

1. Una metodología alternativa a las técnicas clásicas de solución del problema de las OEBF pobremente amortiguadas capaz de brindar independencia del conocimiento absoluto de los modelos y ajustes de todos los elementos del SEP y sus controles.
2. Desarrollo en tiempo discreto de un estabilizador de sistemas de potencia que utiliza como señal de entrada la frecuencia en terminales del generador, está basado en filtros digitales y es capaz de modificar su función de transferencia y ajuste en función de las componentes de frecuencia de la potencia en los terminales del generador.

3. Combinar herramientas de simulación como PSS®E y Simulink; de análisis y diseño como MatLab; y lenguajes de programación como MatLab y Python en un único trabajo para simular un SEP capaz de oscilar en el rango de frecuencias de los modos interárea y posteriormente mejorar el amortiguamiento de la potencia de salida del generador.

1.6. OBJETIVOS

1.6.1. Objetivo General

Diseñar un estabilizador de sistemas de potencia en tiempo discreto conformado por filtros digitales y determinar su ajuste a partir del análisis de las componentes de frecuencia de la respuesta en el tiempo de la potencia eléctrica en los terminales de salida del generador para mejorar el amortiguamiento de una oscilación electromecánica de baja frecuencia pobremente amortiguada en el rango de frecuencias desde 0.1 Hz hasta 1 Hz al realimentar la frecuencia en los terminales del generador.

1.6.2. Objetivos Específicos

1. Simular en PSS®E un sistema eléctrico de potencia capaz de presentar al menos una oscilación electromecánica de baja frecuencia pobremente amortiguada en el rango de frecuencias desde 0.1 Hz hasta 1 Hz para ser empleado como sistema dinámico de prueba.
2. Programar en Python un analizador digital capaz de obtener las componentes de frecuencia de una señal en el tiempo para identificar la componente con menor amortiguamiento en la potencia de salida de un generador en un sistema eléctrico de potencia.
3. Diseñar filtros en tiempo discreto para construir a partir de ellos un único filtro, también en tiempo discreto, que tenga como entrada la frecuencia en terminales

del generador y aporte una señal de par amortiguante en fase con las desviaciones de velocidad del generador.

4. Modificar el aporte en el punto suma de un RAT digital a partir de la salida de un filtro en tiempo discreto para mejorar el amortiguamiento de una oscilación electromecánica de un sistema eléctrico de potencia pobremente amortiguada en el rango desde 0.1 Hz hasta 1 Hz.

1.7. ALCANCE

Para la simulación en PSS®E se empleará el SEP utilizado en [15] y que se muestra en la Figura 1.6. Dicho sistema está compuesto por 2 Áreas de Control (AC), 6 barras, 2 cargas y 4 generadores. Las áreas de control están unidas por una línea de transmisión.

El despacho de generación y los parámetros de los diversos elementos del sistema (líneas de transmisión, transformadores, generadores y controles) serán propicios para que se excite una OEBF al provocar un cambio en la tensión terminal de uno de los generadores. Esta oscilación estará en el rango de 0.1 Hz a 1 Hz de manera que sea del tipo interárea.

Los generadores son independientes entre sí, representado diversos proveedores de energía. Cada uno de ellos desconoce el ajuste de los controles y los parámetros de los otros generadores. Únicamente conocen la información de su propio generador. Cada generador tendrá únicamente un RAT y se supondrán como conocidos los parámetros del generador, las ganancias del regulador y la impedancia externa vista desde los terminales del generador.

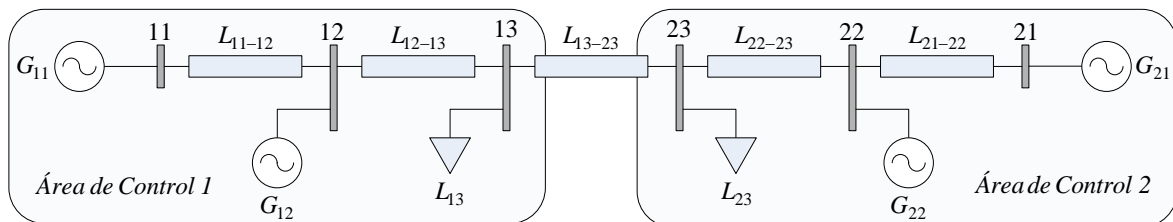


Figura 1.6 Sistema de prueba

Bajo ninguna circunstancia se considerará que el sistema simulado representa de manera total, parcial o equivalente un sistema de potencia de un país o región del mundo. Constituye únicamente un SdP capaz de oscilar en el rango del estudio y con esto generar los insumos necesarios para demostrar la hipótesis planteada.

1.8. DESCRIPCIÓN DE LOS CAPÍTULOS DEL DOCUMENTO

Esta tesis se estructuró de la siguiente manera:

El Capítulo 1 es introductorio a la estabilidad de pequeña señal. Plantea el problema, la hipótesis, la propuesta, los aportes, los objetivos y el alcance.

El Capítulo 2 es el marco teórico y abarca desde los tipos de PSS hasta los análisis en tiempo discreto y de Prony.

El Capítulo 3 es el estado del arte. Es una revisión bibliográfica que inició desde 1969 e incluye la línea de solución tradicional y no tradicional al problema de las OEBF.

El Capítulo 4 es la metodología. Detalla los criterios utilizados y pasos seguidos para el cumplimiento de los objetivos planteados, comienza con la selección de los programas de simulación y finaliza con la implementación de los filtros digitales.

Para finalizar, los Capítulos 5 y 6 son, respectivamente, los resultados obtenidos al aplicar la metodología del capítulo anterior, y las conclusiones y recomendaciones.

Capítulo 2

MARCO TEÓRICO

En este capítulo se abarcan de manera simplificada tres grandes temas. El primero de ellos es el estabilizador de sistemas de potencia como solución al problema de las oscilaciones electromecánicas de baja frecuencia. Éste se ubica físicamente en el regulador automático de tensión y es un lazo de control adicional que actúa a través del punto suma del regulador para aumentar el par de amortiguamiento. El estabilizador puede utilizar una o varias entradas y precisamente en función de éstas se define su clasificación, tema que también se detalla en este capítulo. Las entradas pueden ser: velocidad del rotor, frecuencia eléctrica, potencia eléctrica y/o potencia acelerante. Se muestra además la función de transferencia clásica utilizada para efectos de prueba y los criterios comúnmente utilizados para seleccionar las máquinas en que se colocará el estabilizador. El segundo gran contenido abarcado en este capítulo es una introducción al tiempo discreto, tema fundamental para la implementación de los filtros digitales, se exponen la transformada z , el plano z , la relación entre los planos s (tiempo continuo) y z , los criterios de estabilidad asociados y la afectación del tiempo de muestreo sobre la señal digitalizada. Se presentan también las formas racionales comúnmente utilizadas para representar funciones en el dominio z (suma de productos y productos de sumas), la obtención de los polos y ceros del sistema así como la forma de calcular la respuesta en frecuencia. El tercer y último gran tema tratado en este capítulo es el análisis de Prony, mediante el cual se puede estimar una señal en el tiempo como una combinación lineal de términos exponenciales.

2.1. SOLUCIÓN AL PROBLEMA DE OSCILACIONES DE BAJA FRECUENCIA

Actualmente los RAT presentan altas ganancias y respuestas rápidas con el objetivo de proporcionar un exacto control de la tensión en terminales. Por otra parte, el crecimiento de los SEP y la alta impedancia externa vista por los generadores provoca una reducción en el amortiguamiento intrínseco del generador por lo que los devanados de amortiguamiento pierden su efectividad contra las oscilaciones de potencia dando origen a variaciones de tensión. Estas alteraciones en la tensión sumadas a la alta ganancia y rápida respuesta del RAT provocan que estos últimos actúen produciendo amortiguamiento negativo (recuérdese el término T_D mostrado en (1.3) y su relación con la disminución de la amplitud de las oscilaciones). La influencia negativa de los RAT puede depender del punto de operación del sistema, en algunas ocasiones, cuanto más cargado se encuentre éste, más fácilmente se vuelve inestable [2].

Una “solución” al problema anterior consiste en restringir la potencia máxima trasegada por las líneas de transmisión, condición que sin lugar a dudas es ineficiente. Como solución alternativa se puede adicionar un PSS al control de excitación. El PSS es un elemento o grupo de elementos que brinda una entrada adicional en el punto suma de la consigna y la medición de tensión terminal del RAT para mejorar el comportamiento dinámico del SEP, mejorando la estabilidad de pequeña señal y contribuyendo a aumentar la capacidad de transferencia de potencia en los sistemas eléctricos [1] [2] [12] [13]. El PSS introduce una componente de par eléctrico (amortiguante) en fase con las desviaciones de velocidad en el rotor, utiliza redes de adelanto-atraso para compensar los retardos del conjunto generador, sistema de excitación y SEP. Como se ampliará más adelante, la señal de entrada puede ser la potencia mecánica, la potencia acelerante, la velocidad del eje, la frecuencia o una combinación de las anteriores [1] [2] [13] [14] [16].

Los PSS se colocan en el RAT de las máquinas que participan mayoritariamente del modo inestable [11], por lo que la selección correcta de las máquinas es tan necesaria como su correcta sintonización, de ahí que se colocan en las máquinas que presentan la amplitud más grande de oscilación [1], siendo necesario un periodo de estudio y

observación temporal de la respuesta del sistema para decidir técnico-económicamente su ubicación [2]. Además, los PSS (tipo y lógica) deben seleccionarse para garantizar la estabilidad de las unidades de generación, mitigando el efecto de las grandes reactancias, dotando al sistema de torques sincronizante y amortiguante adecuados [11].

En los casos en que la(s) máquina(s) de mayor aporte a las oscilaciones está(n) identificada(s), la selección de los generadores donde se colocarán los PSS está bien definida. Sin embargo, cuando no es así, se complica considerablemente la identificación de las ubicaciones óptimas para su colocación. En este último caso, para seleccionar las ubicaciones más propicias para colocar los PSS en un sistema multimáquina el método más utilizado es el conocido como formas de modo, de los autovectores derecho e izquierdo o AM [1].

Con el AM se determina el tipo de OEBF que se presenta en el sistema de potencia. Permite identificar la frecuencia (f) y el amortiguamiento (ξ) de cada MdO así como la forma en que cambian con el estado de carga de un SEP. El AM se basa en el análisis de los autovalores de la matriz de estado que se obtiene al perturbar el sistema con pequeñas variaciones no simultáneas de las variables de estado [12]. Además, este análisis también brinda información sobre los factores de participación del sistema, esto es una “medición” cuantitativa de la participación de cada MdO en la formación de la respuesta en el tiempo [17]. Para el AM de estabilidad dinámica (de pequeña señal) se utiliza una representación linealizada del SEP y por lo general se consideran las diferentes configuraciones del sistema y las condiciones operacionales de la red de transmisión [18].

Para aquellos generadores que presentan el mayor aporte a las OEBF existen básicamente dos metodologías para la colocación coordinada de los estabilizadores. La primera consiste en seleccionar un grupo sospechoso de generadores, colocar en ellos los PSS y sintonizarlos con base en el conjunto de autovalores y vectores propios obtenido con el AM. La segunda metodología selecciona una máquina y coloca el PSS en ella, posteriormente recalcula un nuevo conjunto de autovalores incluyendo el efecto del

estabilizador colocado y sintonizado anteriormente, luego selecciona el generador para colocar el segundo estabilizador, repitiendo nuevamente el procedimiento [1].

2.1.1. PSS basado en la velocidad del eje del rotor o estabilizador delta-omega

El PSS delta-omega ($\Delta\omega$) se ha utilizado con éxito en unidades hidroeléctricas desde mediados de 1960 y tiene como entrada la velocidad del rotor. En unidades de eje vertical la señal de entrada se obtiene a través de una cinta dentada, un sensor magnético y un convertidor frecuencia-tensión. El diseño debe minimizar el ruido causado por los movimientos laterales sin alterar las componentes electromagnéticas que están siendo medidas. En el caso de unidades de eje horizontal (a velocidades de 1800 r.p.m. o 3600 r.p.m.) se requiere un cuidadoso manejo de las oscilaciones torsionales pues mientras el estabilizador amortigua las oscilaciones del rotor, también podría reducir la amortiguación de los modos torsionales de más baja frecuencia. Para evitar esto se usan filtros cuidadosamente sintonizados lo que constituye una desventaja de este tipo de PSS pues el “filtro torsional presenta un atraso de fase en las frecuencias más bajas. Lo anterior tiene un efecto desestabilizador en el “modo excitador” limitando la máxima ganancia permitida del estabilizador. Esta ganancia en algunos casos es demasiado restrictiva y limita la eficacia del PSS. En vista de lo anterior, este tipo de PSS tiene que ser diseñado de manera personalizada para cada unidad en función de sus características de torsión [16].

2.1.2. Estabilizador basado en la frecuencia o estabilizador delta-f

El PSS delta-f (Δf) ha sido utilizado en diversas unidades generadores de América del Norte. Utiliza la frecuencia de la barra terminal como señal de entrada. Aunque algunas veces a partir de las señales de tensión terminal y corriente se genera una señal que aproxima la velocidad del rotor y que es conocida como frecuencia “compensada”. Presenta la ventaja de ser más sensible a los MdO entre grandes áreas que aquellos que involucran sólo unidades individuales o unidades dentro de una misma planta de

generación. Lo anterior permite obtener un mayor amortiguamiento de los MdO interárea que el obtenido con el estabilizador delta-omega. Cuando este tipo de estabilizador es utilizado en unidades térmicas la señal de frecuencia medida de las terminales del generador contiene componentes torsionales por lo que se requieren filtros “torsionales” al igual que con el estabilizador delta-omega. Una desventaja de este tipo de estabilizador es que ante cambios de fase en la tensión alterna producidos por variaciones en la configuración del sistema de potencia (como por ejemplo las causadas por grandes cargas industriales) produce transitorios que se transfieren a la tensión de campo y las variables de salida del generador. Por lo que la señal de frecuencia por lo general contiene ruido del sistema de potencia [16]. Este estabilizador presenta un buen comportamiento en las bajas frecuencias, debajo de la frecuencia de los MdO local. Pero, presenta problemas en altas frecuencias como por ejemplo la inestabilización del modo de la excitatriz, ruido y oscilaciones torsionales de 10 Hz a 20 Hz, que pueden activar alguna condición de resonancia en la red cuando el grupo es de 2 polos [11] [18].

2.1.3. Estabilizador basado en la potencia o estabilizador delta-P

El PSS delta-P (ΔP) utiliza la potencia eléctrica como señal de entrada. Su principio de operación se basa en la ecuación del rotor, la cual puede ser escrita como

$$\frac{d}{dt} \Delta\omega = \frac{1}{2H} (\Delta P_m - \Delta P_e) \quad (2.1)$$

Donde:

$\Delta\omega$: Velocidad del eje del rotor

ΔP_m : Potencia mecánica

ΔP_e : Potencia eléctrica

H : Constante de inercia

Nótese que si desprecian las variaciones de la potencia mecánica, la potencia eléctrica es proporcional a la aceleración del eje del rotor. La señal “estabilizante”

derivada en combinación con filtros paso-alto y paso-bajo es capaz de proporcionar par amortiguante puro a exactamente una frecuencia electromecánica. Sin embargo, presenta dos desventajas. La primera de ellas es que al no poder brindar par amortiguante a más de una frecuencia, se requiere un compromiso entre las unidades generadoras afectadas por las oscilaciones de los modos locales e interárea pues un mismo PSS no podrá mitigar ambas oscilaciones a la vez. La segunda desventaja es que genera una salida estabilizadora no deseada cada vez que se presentan variaciones en la potencia mecánica. Lo anterior produce severas limitaciones en la ganancia y la salida que se pueden utilizar con estos PSS, llegando inclusive al límite de que modestas tasas de carga/descarga pueden producir grandes variaciones en la tensión terminal y la potencia reactiva a menos que la ganancia del estabilizador sea muy limitada [16]. Este tipo de estabilizador no presenta los problemas en alta frecuencia que posee el PSS tipo delta-f. Pero, sí presenta problemas en las cercanías de los MdO locales, como disturbios en la tensión ante variaciones de generación, rechazos de carga o bien ante disturbios hidráulicos en la turbina [11] [18]. Usualmente se utiliza este tipo de estabilizador para suprimir las perturbaciones locales de potencia entre generadores, con frecuencias cercanas a 1.0 Hz [14].

2.1.4. Estabilizador integral de potencia acelerante o estabilizador delta-P-omega

El PSS delta-P-omega ($\Delta P\omega$) es una combinación de los PSS explicados en 2.1.1 y 2.1.3. Fue desarrollado entre los años 60 y 70 y su principio de funcionamiento se basa en que ante un desbalance entre la potencia eléctrica solicitada por el sistema al generador y la potencia mecánica aplicada a la turbina aparece una potencia acelerante o desacelerante [2]. Surgió ante la necesidad de solventar las limitaciones inherentes de los otros estabilizadores. Los primeros diseños combinaban una medición de la potencia eléctrica con una medición derivada de la potencia mecánica para producir las cantidades requeridas. En unidades hidráulicas este proceso involucraba la medición de la posición de los álabes a través de un simulador que representaba la turbina y las condiciones hidráulicas de la columna de agua. En unidades térmicas era necesario un complejo

sistema que medía la contribución de diversas secciones de la turbina. Debido a esta complejidad para la realización práctica del PSS, un nuevo método para derivar indirectamente la potencia acelerante fue desarrollado. Volviendo a la ecuación (2.1), ésta puede reescribirse para relacionar la integral de la potencia mecánica con la velocidad del eje y la potencia eléctrica, de manera que

$$\int \Delta P_m dt = 2H\Delta\omega + \int \Delta P_e dt \quad (2.2)$$

El PPS $\Delta P\omega$ simula una señal proporcional a la integral del cambio en la potencia mecánica a partir de la suma de señales proporcionales a la velocidad del eje y la integral del cambio en la potencia eléctrica. Nuevamente, en el caso de unidades de eje vertical, esta señal contendrá oscilaciones torsionales a menos que se utilicen los filtros adecuados. La principal ventaja de este estabilizador radica en que no hay necesidad de un filtro torsional en la ruta principal de la señal de la potencia eléctrica. Lo anterior alivia el problema de estabilidad del modo de excitación, lo que permite una ganancia superior del estabilizador, dando como resultado una mejor amortiguación de las oscilaciones del sistema.

2.1.5. Consideraciones en la función de transferencia del PSS utilizada en pruebas

La función de transferencia (FdT) de un PSS se define en función de las características de ganancia y fase del sistema de potencia, del generador y del sistema de excitación. Para frecuencias por encima de 5 Hz la ganancia del PSS es atenuada para evitar la interacción con modos torsionales de la turbina y minimizar el impacto del ruido. Además, se colocan limitadores en su salida para evitar su interferencia con el RAT durante un corto circuito en la primera oscilación, o bien porque al aumentar la ganancia del PSS se puede arriesgar la estabilidad de tensión del sistema. Lo anterior a pesar de que para altas ganancias se ha observado un amortiguamiento relativo de los modos electromecánicos.

Por lo general, durante las etapas de estudio y evaluación de los generadores dónde se colocarán los PSS se utiliza una FdT simplificada para una sola entrada (velocidad, frecuencia o potencia), similar a la mostrada en la Figura 2.1 [1] [2].

Puede tener 2, 3 ó 4 etapas de adelanto-atraso, un bloque llamado “washout” y una ganancia. Los bloques de adelanto-atraso son utilizados para compensar el atraso existente entre la entrada del sistema de excitación y el par eléctrico. El bloque “washout” se usa para reducir el sobreimpulso de la amortiguación durante eventos severos evitando que los cambios en la velocidad alteren la tensión del generador, se comporta como un filtro paso alto y algunas veces es llamado filtro de despeje, se ajusta por medio de la constante T_w . La ganancia determina la cantidad de amortiguamiento a ser introducido por el PSS y está determinada por K_s . Dependiendo del sistema a controlar pueden variar la cantidad de bloques de adelanto-atraso [1] [2]. Además, en algunos sistemas la salida del estabilizador es removida cuando la tensión terminal del generador se sale de una banda predefinida mientras que en otros sistemas la salida del PSS es limitada como una función de la tensión terminal [13].

Al realizar el ajuste se debe ser consiente que ante grandes perturbaciones, (en especial aquellos que involucran cambios en la frecuencia) un PSS con una alta ganancia podría alcanzar su límite de salida (saturarse), perdiendo con esto su eficiencia para amortiguar oscilaciones [18].

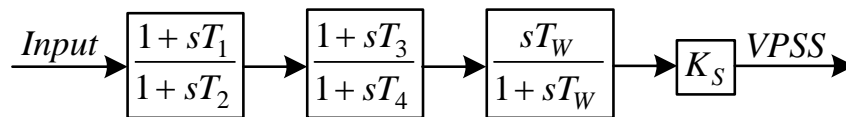


Figura 2.1 Función de transferencia reducida del PSS

2.2. TIEMPO DISCRETO, ANÁLISIS EN FRECUENCIA Y FILTROS DIGITALES

2.2.1. Transformada z, plano z, región de convergencia y estabilidad

Considérese la función $x(t)$ en el dominio del tiempo continuo (TC) y su secuencia de valores $x(nT)$ en el dominio del tiempo discreto (TD), donde T es el periodo de muestreo y n adopta valores enteros ($n=0, \pm 1, \dots$). Su transformada z, denotada por Z , donde z es una variable compleja, se define como la serie de potencias que mapea la señal $x(nT)$ a la función $X(z)$ en el dominio de z , es decir [19] [20]

$$X(z) = Z\{x(t)\} = Z\{x(nT)\} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT)z^{-n} \quad (2.3)$$

Nótese que la transformada es una serie infinita de potencias, por lo que existe sólo para aquellos valores de z en los que la serie converge. El conjunto de valores de z para los que $X(z)$ es finita se conoce como la región de convergencia denotada por *ROC* (Region of Convergence) [20].

Típicamente la señal muestreada $x(nT)$ es una secuencia de números dada por $x(0), x(1), x(2), \dots, x(n)$. Por lo que para simplificar la notación la secuencia de valores en el tiempo discreto $x(nT)$ se suele denotar únicamente como $x(n)$ donde n indica la posición del valor en la secuencia. El tiempo de muestreo se indica por separado [19].

Si se expresa z en su forma polar $z = re^{j\varphi}$, donde $r = |z|$ y $\varphi = \angle z$, la expresión (2.3) puede reescribirse como

$$X(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)r^{-n}e^{-j\varphi n} \quad (2.4)$$

Y puesto que en la *ROC* de $X(z)$ se debe cumplir que $|X(z)| < \infty$, entonces

$$|X(z)| = \left| \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)r^{-n}e^{-j\varphi n} \right| \leq \sum_{n=-\infty}^{\infty} |x(n)r^{-n}| \quad (2.5)$$

De donde es notorio que $|X(z)|$ es finita si y sólo si $x(n)r^{-n}$ es absolutamente sumable, lo que determina el rango de valores de r [20]. Además, (2.5) puede reescribirse como

$$|X(z)| = \sum_{n=-\infty}^{-1} |x(n)r^{-n}| + \sum_{n=0}^{\infty} |x(n)r^{-n}| = \sum_{n=1}^{\infty} |x(-n)r^n| + \sum_{n=0}^{\infty} |x(n)r^{-n}| \quad (2.6)$$

Y para que $|X(z)|$ sea finito ambas sumas deben converger. La primera suma corresponde a los elementos anticausales y converge si existen valores de r suficientemente pequeños ($r < r_1$), como se muestra en Figura 2.2 a). La segunda suma corresponde a los elementos causales y converge si existen valores de r suficientemente grandes ($r > r_2$), como se muestra en Figura 2.2 b). Como ambas sumas deben converger, la *ROC* es la región anular del plano z en que $r_2 < r < r_1$, como se muestra en Figura 2.2 c) [20].

2.2.2. Polos y ceros en el plano z

Con frecuencia la transformada z se presenta en forma racional (cociente de polinomios en z), es decir [19] [20]

$$X(z) = \frac{N(z)}{D(z)} = \frac{b_0 z^M + b_1 z^{M-1} + b_2 z^{M-2} + \dots + b_M}{a_0 z^N + a_1 z^{N-1} + a_2 z^{N-2} + \dots + a_N} \quad (2.7)$$

Los ceros de la transformada z racional $X(z)$ son aquellos valores de z en que $X(z) = 0$, mientras que los polos son los valores z para los que $X(z) = \infty$ y la serie de Laurent centrada en z contiene un número finito de términos en su parte principal [19] [20].

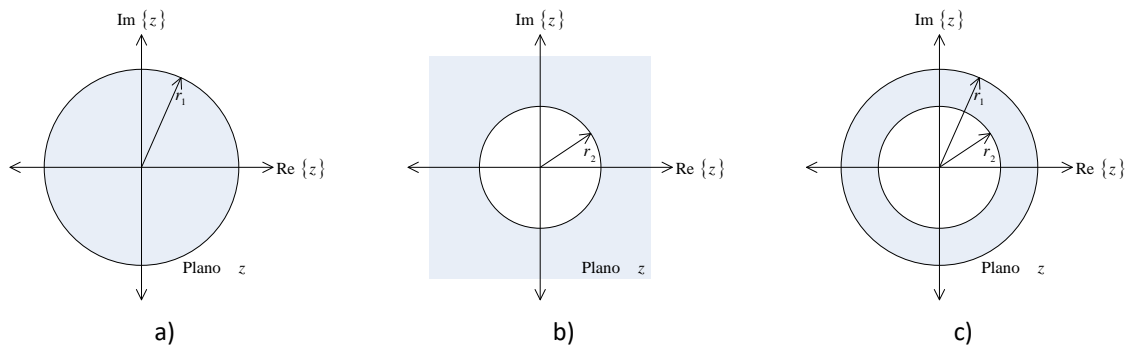


Figura 2.2 Representación gráfica de la región de convergencia

Otra representación utilizada consiste en expresar $X(z)$ como un cociente de polinomios en términos de z^{-1} (operador retraso unitario), tal que

$$X(z) = \frac{N(z)}{D(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_M z^{-M}}{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_N z^{-N}} = \frac{\sum_{k=0}^M b_k z^{-k}}{\sum_{k=0}^N a_k z^{-k}} \quad (2.8)$$

Ahora, si $a_0 \neq 0$, $b_0 \neq 0$ y factorizando por $b_0 z^{-M}$ y $a_0 z^{-N}$ se obtiene

$$X(z) = \frac{N(z)}{D(z)} = \frac{b_0 z^{-M}}{a_0 z^{-N}} \cdot \frac{z^M + \frac{b_1}{b_0} z^{M-1} + \frac{b_2}{b_0} z^{M-2} + \dots + \frac{b_M}{b_0}}{z^N + \frac{a_1}{a_0} z^{N-1} + \frac{a_2}{a_0} z^{N-2} + \dots + \frac{a_N}{a_0}} = \frac{b_0 z^{-M}}{a_0 z^{-N}} \cdot \frac{\frac{1}{b_0} \sum_{k=0}^M b_k z^{M-k}}{\frac{1}{a_0} \sum_{k=0}^N a_k z^{N-k}} \quad (2.9)$$

Puesto que $N(z)$ y $D(z)$ son polinomios en z y con base en el Teorema Fundamental del Álgebra, $X(z)$ se puede expresar como [19] [20].

$$X(z) = \frac{N(z)}{D(z)} = \frac{b_0}{a_0} z^{N-M} \cdot \frac{(z - z_1)(z - z_2) \cdots (z - z_M)}{(z - p_1)(z - p_2) \cdots (z - p_N)} = \frac{b_0}{a_0} z^{N-M} \frac{\prod_{k=1}^M (z - z_k)}{\prod_{k=1}^N (z - p_k)} \quad (2.10)$$

Los ceros $\{z_k\}$ y los polos $\{p_k\}$ son, respectivamente, las raíces de los polinomios $N(z)$ y $D(z)$. Los valores de N y M determinan la cantidad de ceros/polos en el origen (ceros si $N > M$ o polos si $M > N$). También existe un cero en infinito si $X(\infty) = 0$ o bien un polo si $X(\infty) = \infty$. Contando estos últimos, la cantidad de polos y ceros es siempre la misma. Cuando los coeficientes de los polinomios son reales sus raíces también son reales o aparecen en pares complejos conjugados. Por lo anterior, si algún polinomio es de orden impar se tendrá al menos una raíz real. Al factorizar es común agrupar las raíces complejas conjugadas en términos de segundo orden con coeficientes reales [20].

La función $X(z)$ puede representarse con un diagrama de polos y ceros en el plano z , los polos se denotan con una "x" y los ceros con un "o". Si el polo/cero es múltiple, su multiplicidad se denota con un índice a la par del símbolo [19] [20]. A modo de ejemplo

$$\begin{aligned} X(z) &= \frac{1 + 0.45z^{-1} - 0.18z^{-2} - 0.54z^{-3}}{z^{-1} + 0.1z^{-2} - 0.07z^{-3} + 0.065z^{-4}} = \frac{z^{-3}}{z^{-4}} \cdot \frac{z^3 + 0.45z^2 - 0.18z - 0.54}{z^3 + 0.1z^2 - 0.07z + 0.065} \\ &= z \frac{(z - 0.75)(z^2 + 1.2z + 0.72)}{(z + 0.5)(z^2 - 0.4z + 0.13)} = z \frac{(z - 0.75)(z + 0.6 + j0.6)(z + 0.6 - j0.6)}{(z + 0.5)(z - 0.2 + j0.3)(z - 0.2 - j0.3)} \end{aligned} \quad (2.11)$$

Muestra las tres representaciones para una misma $X(z)$. A partir de la última expresión es claro que los ceros de $X(z)$ son: $z_1 = 0$, $z_2 = 0.75$ y $z_{3,4} = -0.6 \pm j0.6$; mientras que sus polos son: $p_1 = -0.5$, $p_{2,3} = 0.2 \pm j0.3$ y $p_4 = \infty$. En la Figura 2.3 se muestra su diagrama de polos y ceros.

2.2.3. Estabilidad y relación entre los planos s y z

Cuando se realiza un muestreo por impulsos de una señal analógica las variables complejas s y z se relacionan entre sí con

$$z = e^{Ts} \quad (2.12)$$

Por lo que la localización de los polos y ceros en el plano z está relacionada con su localización en el plano s [19]. Además, el comportamiento de un sistema en tiempo discreto dependerá del periodo de muestreo T , pues un cambio en T modificará la localización de los polos y ceros en el plano z provocando que su respuesta se modifique.

Puesto que $s = \sigma + j\omega$, la ecuación (2.12) puede reescribirse como

$$z = e^{T(\sigma + j\omega)} = e^{T\sigma} e^{jT\omega} = e^{T\sigma} e^{j(T\omega + 2\pi k)} \quad (2.13)$$

Donde la última expresión muestra que aquellos polos y ceros del plano s cuyas frecuencias son múltiplos enteros de la frecuencia de muestreo $2\pi/T$ tendrán la misma localización en el plano z . En otras palabras, para un mismo valor de z existen infinitos valores de s [19].

Al punto anterior está vinculado al teorema del muestreo, el cual indica que para evitar que las muestras de una señal se traslapen entonces la frecuencia de muestreo f_s debe ser al menos el doble del ancho de banda B del espectro $X_a(j\Omega)$ [20]. Es decir: que f_s debe ser al menos el doble de la máxima frecuencia $f_{m\acute{a}x}$ contenida en la señal a muestrear (éste es un límite teórico pues en la práctica se suele considerar que para una adecuada representación en tiempo discreto f_s es al menos 10 veces $f_{m\acute{a}x}$).

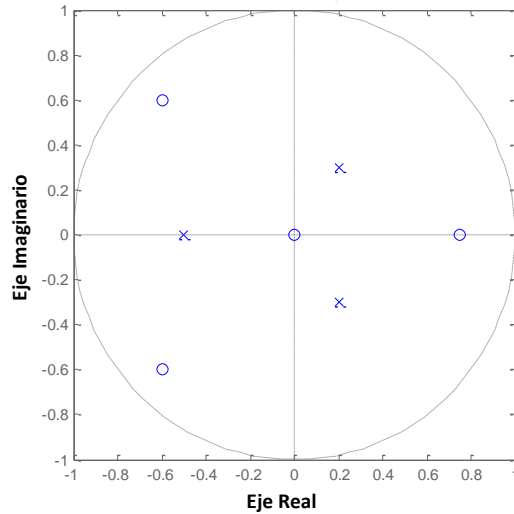


Figura 2.3 Diagrama de polos y ceros para la expresión mostrada en (2.11)

Puesto que en el semiplano izquierdo del plano s se satisface que $\sigma < 0$, entonces $|z| = e^{T\sigma} < 1$, por lo que el eje $j\omega$ del plano s corresponde a $|z| = 1$. Es decir, el eje imaginario en el plano s corresponde al círculo unitario en el plano z , el interior de dicho círculo corresponde al semiplano izquierdo del plano s y el exterior del círculo unitario corresponde al semiplano derecho del plano s [19].

Ahora, considérese un sistema definido por

$$\frac{C(z)}{R(z)} = \frac{G(z)}{1 + GH(z)} \quad (2.14)$$

Su estabilidad se determina por la localización de los polos de lazo cerrado en el plano z , o bien las raíces de la ecuación característica [19].

$$P(z) = 1 + GH(z) = 0 \quad (2.15)$$

De donde:

- El sistema será estable si los polos de lazo cerrado (raíces de la ecuación característica) se ubican dentro del círculo unitario z . Cualquier polo de lazo cerrado fuera del círculo unitario hará el sistema inestable. Una señal con polos cerca de la circunferencia unitaria decrecerá más lentamente que otra con los polos cerca del origen [19] [20].

- El sistema será críticamente estable si tiene un polo simple en $z = 1$ o bien un solo par de polos complejos conjugados sobre el círculo unitario en el plano z . Cualquier polo múltiple en lazo cerrado sobre el círculo unitario hará inestable el sistema [19] [20].
- Los ceros pueden estar localizados dentro o fuera del círculo unitario en el plano z pues no afectan la estabilidad. Para señales senoidales sólo afectan la fase [19] [20].

2.2.4. Cálculo de la respuesta en frecuencia

El efecto de los polos y los ceros de la FdT sobre la respuesta en frecuencia se puede obtener a partir de [20].

$$H(\omega) = b_0 \frac{\prod_{k=1}^M (1 - z_k e^{-j\omega})}{\prod_{k=1}^N (1 - p_k e^{-j\omega})} = b_0 e^{j\omega(N-M)} \frac{\prod_{k=1}^M (e^{j\omega} - z_k)}{\prod_{k=1}^N (e^{j\omega} - p_k)} \quad (2.16)$$

Expresión que se puede trabajar algebraicamente para obtener la magnitud por medio de

$$|H(\omega)| = |b_0| \frac{V_1(\omega) \dots V_M(\omega)}{U_1(\omega) \dots U_N(\omega)} \quad (2.17)$$

Y la fase utilizando

$$\angle H(\omega) = \angle b_0 + \omega(N-M) + [\theta_1(\omega) + \dots + \theta_M(\omega)] - [\phi_1(\omega) + \dots + \phi_N(\omega)] \quad (2.18)$$

Donde las expresiones $V_k(\omega)$, $U_k(\omega)$, $\theta_k(\omega)$ y $\phi_k(\omega)$ están determinadas por

$$\begin{aligned} V_k(\omega) &= |e^{j\omega} - z_k| & U_k(\omega) &= |e^{j\omega} - p_k| \\ \theta_k(\omega) &= \angle(e^{j\omega} - z_k) & \phi_k(\omega) &= \angle(e^{j\omega} - p_k) \end{aligned} \quad (2.19)$$

Nótese que la magnitud de $H(\omega)$ se hará pequeña si $z = e^{j\omega}$ pasa cerca de un cero o muy grande si pasa cerca de un polo, lo que es útil durante el diseño de filtros [20].

A manera de ejemplo, para diseñar un filtro paso bajo los polos se colocan cerca de los puntos de la circunferencia unitaria que corresponden a las frecuencias bajas ($\omega = 0$), mientras que los ceros se ubican cerca de aquellos puntos de la circunferencia unidad que

corresponden a las frecuencias altas ($\omega = \pi$). Para los filtros paso alto se tiene el caso contrario, mientras que para filtros pasa banda se escoge un par de polos complejos conjugados cerca de la circunferencia unitaria en la vecindad de la banda de paso [20].

2.3. ANÁLISIS DE PRONY

Consiste en un algoritmo que ajusta un número finito de muestras de una señal en el tiempo a una combinación lineal de términos exponenciales [21]. Estima directamente la frecuencia, el amortiguamiento, la magnitud y la fase de las componentes exponenciales contenidas en una señal. Se ejecuta en tres pasos, utilizando un polinomio de predicción lineal (PPL) en el paso intermedio [21] [22].

Supóngase que $y(t)$ es una señal en el dominio del tiempo que se muestrea con un periodo de muestreo T (en segundos). El método de Prony estima $\hat{y}(t)$ con un modelo complejo exponencial de orden N que tiene la forma [21] [23].

$$\hat{y}(n) = \sum_{k=1}^N A_k e^{\sigma_k n T} \cos(2\pi f_k n T + \theta_k) \quad (2.20)$$

Donde:

| | | | |
|--------------|-------------------------------------|--------------|--------------------|
| A_k : | Amplitud de la exponencial compleja | f_k : | Frecuencia [Hz] |
| σ_k : | Factor de amortiguamiento [1/s] | θ_k : | Fase inicial [rad] |

Al considerar $t = MT$ y el teorema de Euler, las muestras de (2.20) se reescriben

$$\hat{y}(n) = \sum_{k=1}^N h_k z_k^M \quad (2.21)$$

En donde [21] [24] [25]

$$h_k = A_k / 2 e^{j\theta_k} \quad (2.22)$$

$$z_k = e^{(\sigma_k + j2\pi f_k) n T} \quad (2.23)$$

Ahora, para la obtención de h_k y z_k se ejecutan los tres pasos que se detallan a continuación:

- **Paso 1:** Determinar los parámetros a_i del PPL que se ajustan a los datos disponibles.

Para esto se utiliza

$$\begin{bmatrix} y(N) \\ y(N+1) \\ \vdots \\ y(M-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y(N-1) & y(N-2) & \dots & y(0) \\ y(N) & y(N-1) & \dots & y(1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y(M-2) & y(M-3) & \dots & y(M-N-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Donde M es la cantidad de muestras de $y(n)$ [21] [24] [26]. En [22] y [24] se indica que $M = 2N$ es la mínima cantidad de muestras requeridas para desacoplar los parámetros h_k y z_k . En otras referencias se indica que al menos $M > 3N$ [21].

- **Paso 2:** Encontrar las raíces z_k del PPL determinado por

$$\varphi(z) = \prod_{k=1}^N (z - z_k) = z^N - a_1 z^{N-1} - a_2 z^{N-2} - \dots - a_N = 0 \quad (2.25)$$

Posteriormente, a partir de cada z_k y haciendo uso de

$$\lambda_k = \sigma_k + j2\pi f_k = \sqrt[N]{z_k} \quad (2.26)$$

Se estima el factor de amortiguamiento (σ_k) y la frecuencia (f_k) de cada término exponencial de (2.21) [24] [25] [27].

- **Paso 3:** Determinar h_k por medio de [23] [24] [25] [27]

$$\begin{bmatrix} y(0) \\ y(1) \\ \vdots \\ y(M-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_1^0 & z_2^0 & \dots & z_N^0 \\ z_1^1 & z_2^1 & \dots & z_N^1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_1^{M-1} & z_2^{M-1} & \dots & z_N^{M-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \vdots \\ h_N \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Luego, a partir de h_k se estiman la amplitud de la exponencial (A_k) y la fase del término cosenoidal (θ_k) por medio de las ecuaciones [27]

$$A_k = 2|h_k| \quad (2.28)$$

$$\theta_k = \begin{cases} \arctan\left(\frac{\text{Im}\{h_k\}}{\text{Re}\{h_k\}}\right) & \text{si } \text{Re}\{h_k\} > 0 \\ \arctan\left(\frac{\text{Im}\{h_k\}}{\text{Re}\{h_k\}}\right) + \pi & \text{si } \text{Re}\{h_k\} < 0 \end{cases} \quad (2.29)$$

La estimación $\hat{y}(n)$ ajusta inexactamente a $y(n)$ por lo que para cuantificar la calidad del ajuste se suele utilizar la relación señal a ruido (SNR), expresión que puede calcularse en función de la raíz media cuadrática como [24]

$$SNR = 20 \log \left[\text{rms} \left(\frac{y(n)}{y(n) - \hat{y}(n)} \right) \right] \quad (2.30)$$

O bien en términos de energía a partir de [28]

$$SNR = 10 \log \left(\frac{\sum y(n)^2}{\sum [\hat{y}(n) - y(n)]^2} \right) \quad (2.31)$$

Se considera que para tener una buena precisión la SNR debe ser al menos 40 dB, valores menores generalmente significan que el orden del PPL es bajo [24].

Con el análisis de Prony se obtendrán algunos modos que ajustan el ruido contenido en la señal y por tanto no representan dinámicas existentes en el sistema. La eliminación de la tendencia de la señal o bien la técnica de ventana deslizante son comúnmente utilizadas. Además, en la práctica son aceptables algunas variaciones entre los resultados obtenidos por el análisis de Prony y los autovalores calculados con el AM [24].

Capítulo 3

ESTADO DEL ARTE

El modelo linealizado para análisis de estabilidad de pequeña señal fue introducido por deMello y Concordia en 1969, incorporando también los conceptos de par amortiguante y sincronizante, claves para el análisis de estabilidad de un generador conectado a una barra infinita. Posteriormente, en 1972, la IEEE en su estándar 421 definió el estabilizador de sistemas de potencia como solución al problema de las oscilaciones electromecánicas de baja frecuencia. Estos dos hitos dieron inicio a una línea de solución que se basa en el análisis teórico del sistema completo de potencia, utiliza el análisis modal como herramienta y ha avanzado hasta alcanzar 13 distintas funciones de transferencia, las cuales son cada vez más complejas conforme ha incrementado el tamaño de los sistemas eléctricos de potencia y los modos de oscilación se han vuelto cada vez más difíciles de resolver. En paralelo a esta línea “tradicional” de solución se identifica en la literatura una segunda línea basada en algoritmos adaptativos, técnicas de optimización y autosintonización de controladores, tiene como principal objetivo determinar el ajuste de los estabilizadores con una cantidad de información menor que la requerida por la línea tradicional de solución o bien que el ajuste sea dinámico y pueda cambiar de manera automática. En este capítulo se presenta la evolución temporal de ambas líneas de solución, indicando las ventajas y desventajas de cada una de ellas y brindado al lector un panorama claro sobre la manera en que las soluciones se han modificado con el paso del tiempo.

En abril de 1969 DeMello y Concordia detallaron la manera en que se modela un generador conectado a una barra infinita y explicaron las ecuaciones para el cálculo de las constantes numéricas desde K_1 hasta K_6 del modelo linealizado para análisis de pequeña señal [29], el cual se muestra en la Figura 3.1 [30] y es ampliamente utilizado por diversos autores a lo largo del tiempo. Además, expusieron los conceptos de par amortiguante, par sincronizante y las diversas respuestas que pueden obtenerse en función de los valores de las constantes “K”. Detallaron también la manera en que se modela el comportamiento del RAT y el efecto de éste en la estabilidad de la máquina, explicando cómo aumenta el par amortiguante actuando a través del punto suma del RAT [29].

En diciembre de 1972 la IEEE en su estándar 421 definió el PSS como un elemento o grupo de elementos que proveen una entrada adicional al RAT para mejorar el desempeño dinámico de un SEP. Indicó además que puede tener una o varias entradas tales como: velocidad de la flecha (rotor), frecuencia, potencia eléctrica, entre otras [31].

En junio de 1978 la IEEE en su estándar 421.A mantuvo la definición de PSS dada en [31] y agregó la potencia acelerante como señal de entrada. Indicó además que las oscilaciones locales Máquina-Sistema surgen como consecuencia de la alta ganancia de los sistemas de excitación, lo que disminuye el par amortiguante, comprende oscilaciones en el rango de 1 a 2 Hz. Por otra parte, definió las oscilaciones interárea en el rango de frecuencias menores a 0.3 Hz y reconoce al PSS como la solución al problema de las oscilaciones. En la Figura 3.2 se muestra la FdT típica mientras que en la Tabla 3.1 se muestra la descripción de cada constante de ajuste y los rangos típicos de ajuste utilizados en los Estados Unidos [32].

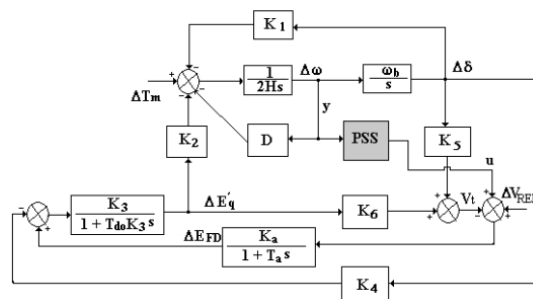


Figura 3.1 Modelo generador y barra infinita para análisis de pequeña señal

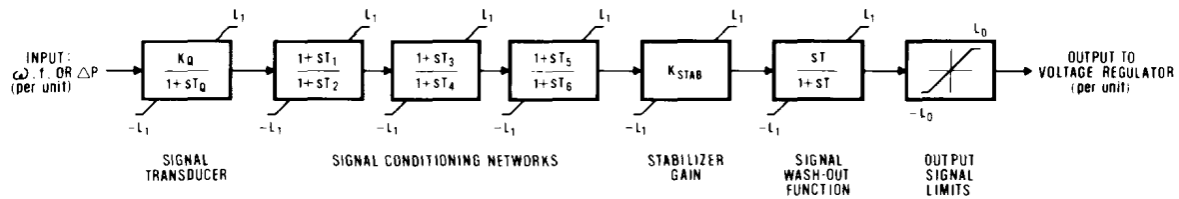


Figura 3.2 Función de transferencia típica del PSS del estándar 421.A-1978 de la IEEE

Tabla 3.1 Rangos típicos de ajuste de los parámetros del PSS del estándar 421.A-1978 de la IEEE

| Símbolo | Rango Típico | Parámetro |
|-----------------|------------------------|---------------------------------------|
| K_Q | --- | Ganancia del transductor |
| T_Q | 0 a 0.004 s | Constante de tiempo del transductor |
| T | 0.5 a 50 s | Constante de tiempo washout |
| T_1, T_3, T_5 | 0.1 a 2 s | Constantes de tiempo de adelanto |
| T_2, T_4, T_6 | 0.002 a 0.2 s | Constantes de tiempo de atraso |
| K_{STAB} | 0.10 a 100 p.u. | Ganancia del estabilizador |
| L_1 | ± 0.10 a 0.25 p.u. | Límites de la señal dinámica |
| L_0 | ± 0.01 a 0.10 p.u. | Límites de la señal de salida del PSS |

Posteriormente, en 1986 la IEEE en su estándar 421.1 mantuvo la definición del PSS así como las posibles entradas a utilizar [33].

En mayo de 1990 la IEEE en su estándar 421.2 redefinió los tipos de oscilaciones de potencia en cuatro grupos: las oscilaciones interárea en el rango de frecuencias menores a 0.5 Hz; las oscilaciones locales máquina-sistema en el rango de 0.7 Hz a 2.0 Hz; las oscilaciones intermáquina en rango de 1.5 Hz a 3.0 Hz y las oscilaciones torsionales en el rango de frecuencias superiores a 4 Hz. Mantuvo la definición y las posibles entradas del PSS. Además, definió dos posibles funciones de transferencia de PSS típicos de una y dos entradas, aunque no las identificó con un nombre específico. Indicó además los rangos típicos de ajuste que han sido utilizados en los Estados Unidos para los parámetros del PSS con entrada de velocidad/frecuencia, los cuales se muestran en la Tabla 3.2 [34].

En marzo de 1992 la IEEE asignó nombre a las funciones de transferencia del PSS indicadas en [34]: la primera fue denominada PSS1A y es para un PSS de una sola entrada (velocidad, frecuencia o potencia); la segunda fue llamada PSS2A y es para un PSS de dos entradas (potencia y velocidad o frecuencia) [13].

Tabla 3.2 Rangos típicos de ajuste de los parámetros de los PSS con entrada de velocidad/frecuencia

| Símbolo | Rango Típico | Parámetro |
|------------------------|-----------------------------|---------------------------------------|
| T_6 | 0 a 0.004 s | Constante de tiempo del transductor |
| T_5 | 0.5 a 50 s | Constante de tiempo washout |
| T_1, T_3 | 0.1 a 2 s | Constantes de tiempo de adelanto |
| T_2, T_4 | 0.01 a 0.2 s | Constantes de tiempo de atraso |
| K_S | 0.1 a 50 p.u. | Ganancia del PSS |
| V_{STMAX}, V_{STMIN} | ± 0.02 a ± 0.1 p.u. | Límites de la señal de salida del PSS |

El modelo PPS1A se muestra en la Figura 3.3 [13]. El término T_6 se utiliza para representar la constante de tiempo de algún transductor. La ganancia del PSS está determinada por el término K_S . Por medio de T_5 se ajusta la constante de tiempo “washout”. Las constantes A_1 y A_2 permiten algunos de los efectos de baja frecuencia de los filtros torsionales de alta frecuencia con que se cuenta en algunos estabilizadores. Sin embargo, cuando no se utilizan para este propósito, si se requiere, ayudan en la configuración de las características de ganancia y fase del PSS. Las constantes de T_1 a T_4 son las constantes de tiempo de dos etapas de adelanto-atraso conectadas en cascada. A la salida del PSS el modelo PPS1A sólo muestra un limitador simple a V_{STMAX} y V_{STMIN} a pesar de que ésta puede ser limitada de varias maneras. Los valores de cada parámetro dependen de la naturaleza de la señal de entrada y de la aplicación específica de cada PSS.

El modelo PPS2A se muestra en la Figura 3.4 [13]. Con este modelo se representan dos tipos distintos de PPS con entrada dual. El primer tipo está constituido por los estabilizadores que, en el rango de frecuencia de las oscilaciones del sistema, actúa como PSS con entrada de potencia eléctrica, y usa la entrada de velocidad o frecuencia para la generación de una señal equivalente a la potencia mecánica, logrando que la señal total sea insensible a los cambios de la potencia mecánica. El segundo tipo está constituido por aquellos PSS que usan una combinación de velocidad (o frecuencia) y potencia eléctrica, usualmente emplean directamente la velocidad (sin considerar compensadores de adelanto-atraso) y suman una señal proporcional a la potencia eléctrica para lograr la señal estabilizante deseada. En cada entrada existen dos bloques “washout” en cascada

con constantes de tiempo de T_{w1} a T_{w4} seguidas por un transductor o constante de tiempo integrante (T_6 y T_7). El término K_{s3} normalmente se ajusta a 1 mientras que K_2 toma el valor de $T_7/2H$ (H es la constante de inercia de la máquina síncrona). Las señales de velocidad o frecuencia están representadas por el término V_{s11} y la señal de potencia es V_{s12} . El índice N toma valores enteros hasta 4 mientras que M también es entero limitado como máximo a 2 y constituyen una rampa de seguimiento (“ramp-tracking”) o características simples del filtro a ser representado. Hacia el final del modelo hay dos bloques de adelanto-atraso (constantes de tiempos de T_1 a T_4) para compensar la fase. Las limitaciones de la señal de salida son las anteriormente descritas para el PSS1A [13].

En 1995 un grupo diverso de autores documentó un caso de éxito en el que una OEBF impuso restricciones de transmisión en el Sistema Argentino de Interconexión (SADI). El aumento de la generación en áreas distantes de los centros de carga provocó un cambio en los requerimientos de transmisión haciendo que la red de transmisión pasara a ser el segmento más crítico. Esto activó dos MdO del tipo interárea en el área de Comahue: uno en el rango de 0.43 Hz a 0.52 Hz y otro en el rango de 0.52 Hz a 0.6 Hz [18].

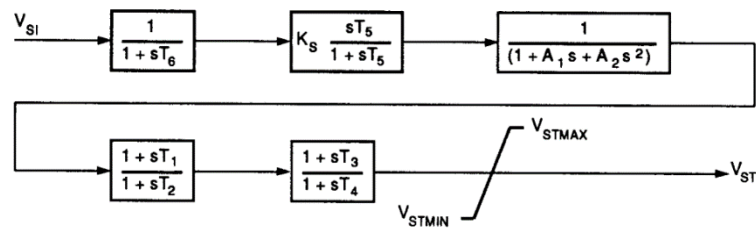


Figura 3.3 Función de transferencia del PSS1A del estándar 421.5-1992 de la IEEE

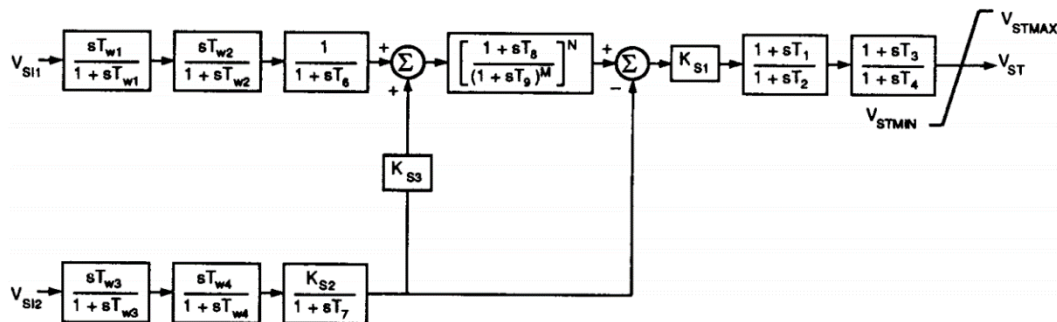


Figura 3.4 Función de transferencia del PSS2A del estándar 421.5-1992 de la IEEE

Como mejora operativa para eliminar las restricciones de transmisión causadas por problemas de estabilidad (y por ende aumentar la capacidad de generación), se instalaron y ajustaron PSS en diversas unidades generadoras. Con esto se logró incrementar la capacidad de transmisión en las líneas de 500 kV de 2700 MW a 3300 MW (que porcentualmente constituye un aumento del 37% al 43% de la carga total del SADI). Los estudios de estabilidad dinámica lograron demostrar un aumento en los factores de amortiguamiento, pues, dependiendo de las condiciones de despacho, éstos cambiaron de un rango de 2.5-5.9% hasta 10.5-15.2% [18].

Desde el punto de vista económico, el costo total del proyecto fue de aproximadamente US\$10 millones (incluyendo sistemas como la desconexión automática de generación, los relés de sub-frecuencia y sistemas de supervisión). Este valor es 15 veces menor que el costo que hubiera implicado la expansión estructural del sistema de transmisión (una nueva línea de interconexión). Adicional a esto, debido al aumento de 600MW en la capacidad de transmisión, el sistema actual permite retornos anuales de aproximadamente US\$9.3 millones así como un aumento en la calidad del servicio. Este proyecto mostró las ventajas del uso del PSS en cuanto al aumento de la capacidad de transmisión de las líneas, su corto tiempo de puesta en marcha y bajo costo [18].

En 1997 H. Jian y O. P. Malik desarrollaron un PSS basado en redes neuronales artificiales (RNA), las que constituyen una rama de la inteligencia artificial inspirada en la forma en que el sistema nervioso de los animales aprende y resuelve problemas. Constituye un modelo de aprendizaje y procesamiento automático basado en un sistema de interconexión de neuronas para construir una red que genera una salida [35].

Las RNA, a diferencia de los modelos de control tradicionales e inclusive del control difuso, poseen la capacidad de aprendizaje y adaptación. Por ello, debe ser entrenada antes de ser utilizada en aplicaciones de control. Durante esta etapa se somete la RNA a un conjunto de entrada(s) y salida(s) previamente conocidas para que por sí sola desarrolle su propio modelo del sistema. Por esto, las RNA se aplican con éxito para identificar y controlar sistemas no lineales, donde el entrenamiento puede darse en línea.

El tipo de red más utilizado para control es la red neuronal multicapa “feedforward” y para entrenarla se utiliza la propagación del error hacia atrás (“backpropagation”) [35].

Por medio de la RNA pueden sintonizarse en línea las ganancias de un PSS tipo PI o PID tradicional, constituyendo así un PSS autosintonizable que no requiere identificación del sistema. O bien, puede utilizarse la RNA para reemplazar por completo al PSS, emulando su función y entregando la señal de estabilización directamente al RAT, con la desventaja de que para excitar todos los MdO del SEP requiere más conjuntos de entrenamiento que en el caso anterior, por lo que generalmente se utiliza junto con otras metodologías [35].

Otra forma de aplicación de las RNA en el control de las OEBF consiste en utilizar dos redes multicapa. Ambas redes son actualizadas en línea, permitiendo la adaptación a los cambios en las condiciones del SEP. La primera red identifica el sistema (neuro-identificador) y modela la dinámica del SEP. Sus entradas son la entrada y salida del sistema (Planta) y su salida es la desviación de la velocidad estimada $\Delta\omega^*(k+1)$. La segunda red controla el sistema (neuro-controlador), se puede entrenar con el algoritmo backpropagation y genera la señal de control $V_{esp}(k)$ con base en la diferencia entre $\Delta\omega^*(k+1)$ y $\Delta\omega_d(k+1)$. Su entrada es el valor previo de la desviación de velocidad $\Delta\omega(k)$ [36]. Este tipo de configuración acepta variantes como la utilización de redes neuronales recurrentes o la combinación con técnicas tradicionales como por ejemplo realizar la identificación con RNA y el control por reubicación de polos, respuesta de frecuencia o el lugar de las raíces (LdR) [35].

En 1999 L. Gérin-Lajoie, D. Lefebvre, M. Racine, L. Solières y I. Kamwa realizaron el ajuste de un PSS utilizando técnicas tradicionales de manera iterativa. Iniciaron con modelos matemáticos (conocidos o validados) y determinaron la FdT para el PSS y su ajuste mediante técnicas de optimización y validado usando herramientas en el dominio de la frecuencia y simulaciones en el dominio del tiempo. Además, evaluaron los impactos de uno y/o varios eventos en el sistema y consideraron los criterios de seguridad

operativa impuestos por el organismo correspondiente. Para mejorar el ajuste del PSS utilizaron el Toolbox de Optimización de MATLAB, el cual mejora FdT mientras minimiza la energía de los MdO considerando las limitaciones establecidas [37].

Como parte de su trabajo mostraron que para la correcta optimización del ajuste de los PSS es fundamental definir criterios que permitan evaluar su desempeño, tales como la disminución de la variación de la raíz cuadrada media de las competencias de aceleración. Sin embargo, puesto que los PSS son controladores de amortiguamiento, su rendimiento se puede cuantificar por medio del coeficiente de amortiguación mientras que su robustez es medible por medio de la ganancia y margen de fase. Al aplicar esta técnica de ajuste a 26 PSS en los que se presentaban OEBF locales e intermáquina, de los cuales 21 fueron reajustados obtuvieron un incremento de aproximadamente 400 MW en la capacidad de transmisión [37].

Durante los años 2002-2003 Y. L. Abdel-Magid y M. A. Abido utilizaron técnicas no tradicionales para determinar el ajuste de los PSS. Estas técnicas consistían en la optimización de los parámetros del PSS posterior a una sintonización previa. Es decir, a partir de parámetros iniciales utilizaron una serie de algoritmos para buscar los parámetros óptimos de ajuste. El proceso de optimización conlleva para cada iteración cálculos de los factores de sensibilidad y autovectores, lo que genera una pesada carga de cómputo, una lenta convergencia y la susceptibilidad de quedar atrapados en mínimos locales no obteniendo una solución óptima [38]. Para la optimización utilizaron algoritmos genéticos [38] o bien un proceso de optimización por partícula swarm [39]. Las ventajas de estos algoritmos sobre los algoritmos tradicionales de optimización son las siguientes:

- Ambos algoritmos implican paralelismo, pues el espacio del problema es una serie de ensayos que representan posibles soluciones al problema y no un solo punto. Esta característica hace que los algoritmos sean menos susceptibles a obtener como respuesta un mínimo local [39].
- La búsqueda en el espacio del problema es guiada por la evaluación de una función objetivo para ambos algoritmos [39].

- Tanto los algoritmos genéticos como la optimización por partícula swarm toman decisiones con base en reglas probabilísticas y no reglas determinísticas [39].
- La optimización por partícula swarm (a diferencia de los algoritmos genéticos) controla el equilibrio entre la exploración global y local del espacio de búsqueda, superando el problema de convergencia prematura y aumentando la capacidad de búsqueda [39].
- La optimización por partícula swarm asegura la convergencia de la solución óptima indistintamente de la parte del espacio donde se inicia la búsqueda pues la solución no se basa en la población inicial [39].

Los autores indicaron que en la práctica se hace frente a múltiples funciones objetivo y que estas funciones son generalmente de naturalezas diversas, por lo que el diseño de un PSS robusto se formula como un problema de optimización multiobjetivo. De ahí que ellos emplearon algoritmos genéticos para resolver este problema [38].

En 2004 Saucedo y Ortega desarrollaron un diseño robusto con ubicación de polos para un PSS con el objetivo de obtener amortiguamiento en un rango amplio de puntos de operación. Utilizaron la condición clásica de un generador conectado a una barra infinita, por lo que trabajaron con oscilaciones cercanas a 1.2 Hz. El cambio en las condiciones de operación del sistema fueron trabajadas como incertidumbres en los parámetros del modelo linealizado de pequeña señal. Utilizaron el toolbox “Desigualdades de Matriz Lineal” (Lineal Matrix Inequalities - LMI) para el diseño del controlador [30].

En el 2005 la IEEE en su estándar 421.5 definió cuatro diferentes funciones de transferencia para el PSS. La primera de ellas fue la ya conocida PPS1A indicada en [13] y que no sufrió modificaciones. La segunda fue la PSS2B que se muestra en la Figura 3.5 y que realizó dos modificaciones al modelo PSS2A mostrado en [13]: la adición de un tercer bloque de adelanto-atraso (ajustable con las constantes de tiempo T_{10} y T_{11}) y los límites en las señales de entrada [40].

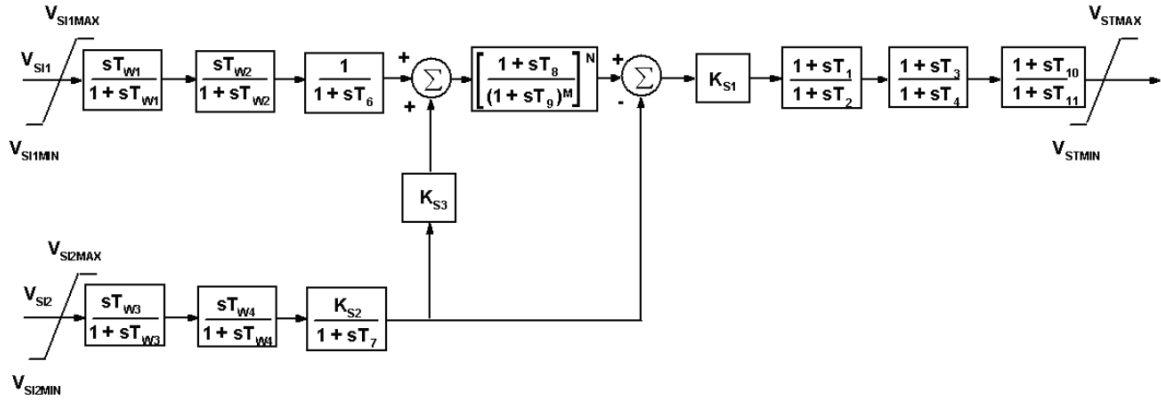


Figura 3.5 Función de transferencia del PSS2B del estándar 421.5-2005 de la IEEE

La tercera FdT es la PSS3B mostrada en la Figura 3.6 [40], sus entradas son la potencia eléctrica (V_{SI1}) y la desviación en la frecuencia angular del rotor (V_{SI2}) las cuales son usadas para generar una señal equivalente a la potencia mecánica que al ser combinada con la potencia eléctrica produce una señal proporcional a la potencia acelerante. Las constantes T_1 y T_2 corresponden a las constantes de tiempo de los transductores mientras que las constantes de tiempo T_{W1} , T_{W2} y T_{W3} representan las constantes washout de la potencia eléctrica, velocidad angular del rotor y potencia mecánica respectivamente. La amplitud y fase deseadas para la señal estabilizante se obtienen con la polaridad y la magnitud de las ganancias K_{S1} y K_{S2} . La compensación de fase es provista por los filtros con constantes desde A_1 hasta A_8 . Los valores límite de salida del estabilizados están dados por $V_{STM MAX}$ y $V_{STM IN}$ [40].

La cuarta FdT es la PSS4B mostrada en la Figura 3.7 [40] y representa un PSS multibanda para brindar amortiguamiento a los MdO de frecuencias bajas (modos globales), medias (modos interárea) y altas (modos locales). Cada banda es del tipo delta-omega por lo que su señal de entrada es la velocidad y está compuesta por filtros, ganancias y limitadores. Las salidas de cada banda son sumadas y limitadas a $V_{STM MAX}$ y $V_{STM IN}$ para generar la salida final del estabilizador [40].

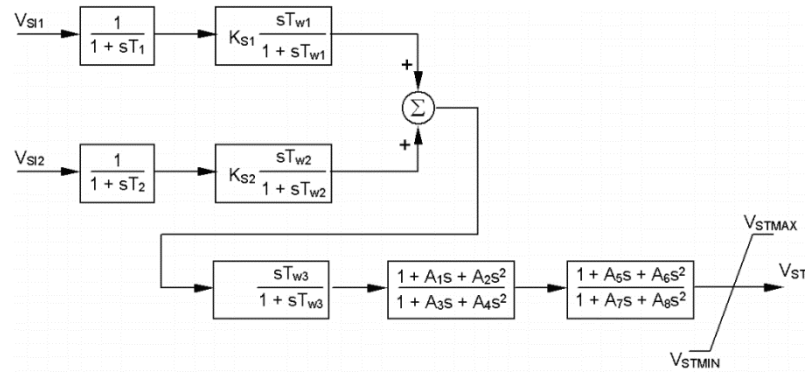


Figura 3.6 Función de transferencia del PSS3B del estándar 421.5-2005 de la IEEE

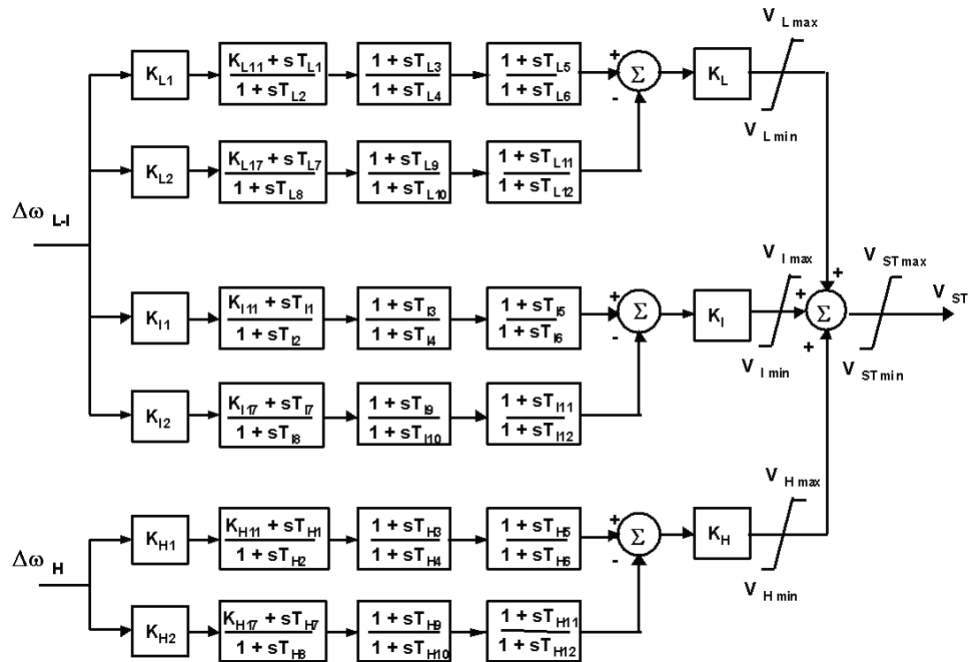


Figura 3.7 Función de transferencia del PSS4B del estándar 421.5-2005 de la IEEE

También en 2005 Rhonald Quijada, Alberto Urdaneta y Víctor Gómez emplearon técnicas convencionales y modelos linealizados del sistema para diseñar una metodología de ajuste de PSS de potencia acelerante para un generador. La frecuencia de oscilación de prueba fue aproximadamente 0.89 Hz y para determinar las constantes de ajuste del estabilizador utilizaron técnicas de análisis en frecuencia, como los diagramas de Bode. Un aspecto resaltado en su trabajo es que con la FdT de un PSS de potencia acelerante es imposible cubrir un rango amplio de frecuencias de oscilación con un único controlador, lo que nuevamente refuerza el desarrollo de metodologías adaptativas y/o autosintonizables [41].

Nuevamente en 2005 Pérez y Alzate documentaron los principales métodos de control utilizados para implementar PSS. Identificaron PSS adaptativos, los cuales incrementan la robustez del controlador ante cambios en las condiciones de operación, de los cuales el más simple es el PSS autosintonizable por programación de la ganancia. En este PSS inicialmente se definen una cantidad de condiciones (puntos) de operación que pueden ser horas pico, baja/media/alta demanda o bien fallas específicas. Posteriormente se determinan los parámetros de ajuste del controlador (ganancias integral, proporcional y derivativa en el caso de un controlador PID) para cada punto de operación, documentando los resultados en forma de tabla. El controlador (PSS) modifica sus parámetros identificando el punto de operación del sistema y seleccionando sus parámetros según lo indique la tabla. Cuando la condición de operación no coincide en forma exacta con las predefinidas se pueden interpolar los parámetros del controlador. Usualmente se trabaja con un modelo linealizado del sistema [36].

La autosintonización por planificación de la ganancia también puede combinarse con las técnicas de control no lineal, como por ejemplo la lógica difusa y las redes neuronales. En el primer caso se usan los mecanismos de inferencia difusos y las reglas lingüísticas para establecer el control requerido, de esta forma se infieren los ajustes del controlador entre todos los estados posibles. En el segundo caso se aplican las técnicas clásicas de control en el diseño del PSS para diferentes puntos de operación, posteriormente se entrena la red neuronal con los datos obtenidos, esta red asume las funciones del programador de ganancia al seleccionar los valores del controlador con base en el punto de operación [36].

El segundo tipo documentado por los autores fue el PSS autosintonizable con modelo de referencia, éste estima en línea el modelo (parámetros) del sistema por medio de una señal de "Error" definida como la diferencia instantánea entre la salida real del sistema y la salida del modelo estimado de la Planta. Para esto utiliza algoritmos de identificación por lo que por lo general requieren de mucho esfuerzo computacional. Estos algoritmos pueden ser paramétricos (máxima probabilidad, mínimos cuadrados y

variable instrumental) o no paramétricos (respuesta al impulso/escalón, análisis de Fourier/espectral/ correlación) [36].

En 2006 Pérez y Mora documentaron la manera en que los PSS tradicionales son ajustados para amortiguar correctamente un MdO específico, por lo que en condiciones reales podrían no operar correctamente debido a que el comportamiento dinámico de una máquina sincrónica cambia con las condiciones de operación del sistema. Este vacío dio espacio a los PSS que se auto-ajustan con el cambio en el punto de operación del sistema para mejorar el comportamiento dinámico del controlador, aumentando su robustez ante cambios en las condiciones de operación y en la configuración del sistema de potencia. Los autores desarrollaron un PSS adaptativo que inicialmente identifica el sistema y luego lo controla. Utilizaron pruebas como variaciones en la referencia y en la carga [42].

En agosto del 2007 N. J. Castrillón Gutiérrez y D. G. Colomé comentaron que los PSS de mayor presencia en los SEP son los de una banda con una entrada (velocidad o frecuencia y potencia eléctrica). Sin embargo, la aparición de líneas de interconexión locales y regionales que incrementaran la reserva y confiabilidad de los sistemas ha propiciado la aparición de un amplio rango de MdO de difícil amortiguamiento con los PSS tradicionales, dando origen a los PSS Multibanda. Éstos tienen bandas dedicadas en distintos rangos de frecuencia (alta, media y baja) que amortiguan independientemente las oscilaciones de los modos global, local e interárea [12]. Como FdT utilizaron el PPS4B del estándar 421.5-2005 de la IEEE [40].

Los autores comentaron que cada banda (o PSS individual) se sintonizó para proveer el amortiguamiento requerido en forma independiente para las oscilaciones asociadas a baja (0.01-0.1 Hz), media (0.1-1.0 Hz) y alta frecuencia (1.0-3.0 Hz) respectivamente. El modelo equivalente de cada banda es el PSS1A de la IEEE: una ganancia (K_L , K_I o K_H), dos bloques de compensación en adelanto-atraso de fase y un tercer bloque que se utiliza como filtro “washout” o como compensador adicional. La señal de entrada para las bandas de frecuencia baja e intermedia se identifica por el

término w_{L-l} y es una señal de baja frecuencia derivada de la velocidad. Para la banda de alta frecuencia se utiliza como entrada la señal w_H que por lo general es una señal de velocidad de alta frecuencia derivada de la potencia eléctrica. Para el ajuste del PSS en puntos cargados de operación utilizó el ajuste de sus parámetros fuera de línea. Esta técnica compensa la fase por métodos de respuesta en frecuencia y determina la ganancia haciendo uso del lugar geométrico de las raíces [12].

Los autores expusieron para el caso de PSS multibanda dos metodologías distintas de sintonización. La primera ajusta cada banda de forma independiente de manera que concentre su aporte en un rango específico de frecuencia. No considera cuales son los MdO del sistema que requieren mayor compensación de fase. Presenta la ventaja de no requerir un conocimiento detallado de los oscilaciones presentes en el sistema, pero tiene la desventaja de que el aporte de una sola banda podría ser insuficiente para el amortiguamiento de las oscilaciones. La segunda metodología de sintonización busca que las bandas se apoyen entre sí para mejorar el amortiguamiento de los MdO menos amortiguados. Lo anterior sin dejar de lado su mayor aporte en el rango de frecuencia normal de operación. Si bien es cierto, esta última metodología solventa la desventaja de la primera, también exige un conocimiento mayor de las oscilaciones presentes en el sistema que el requerido con la metodología de ajuste independiente de las bandas [12].

En 2008 Manpreet Joshi implementó un PSS por Lógica Difusa. Mediante la utilización de funciones de membresía (FdM) clasificaron las constantes K_e , K_c y K_u que multiplican, respectivamente, la señal de error entre la referencia de tensión y la tensión medida, el cambio en el error y la salida del PSS. En el bloque “Base de reglas” (BdR) utilizaron un conjunto de reglas que describían el comportamiento deseado para el controlador, las cuales típicamente son del tipo “If...Then” y fueron obtenidas con base en la experiencia humana previa. Con base en el modelo PSS1A de la IEEE, y exceptuando los parámetros del filtro washout, el resto del PSS fue sustituido por reglas difusas que utilizaron como entradas la desviación de velocidad y aceleración y produjeron como salida la señal estabilizante hacia la Planta. Con esto logró que, a diferencia de los PSS

tradicionales, no se necesite de un modelo matemático exacto del sistema (Planta). Para procesar el bloque BdR es usual que se requieran manipulaciones matemáticas complejas, lo que implica un gran esfuerzo computacional, por lo que este proceso no siempre puede ser realizado en línea, lo que obliga a que la BdR sea calculada previamente [43].

Para mejorar el desempeño del controlador, utilizó métodos que sintonizaban la BdR y las FdM en forma adaptativa conforme cambiaban las condiciones del SEP. Un ejemplo de lo anterior es la implementación del controlador difuso como un controlador tipo PD o PID tradicional y que las ganancias se ajusten en función del sistema por medio de la lógica difusa. Otra forma puede ser definir las FdM y la BdR una sola vez y posteriormente las FdM son escaladas por constantes de “ajuste” en función de las condiciones del sistema [43].

En 2009 Chaturvedi, Choudhury y Malik implementaron un PSS adaptativo de lógica difusa polar (PSS-ALDP), para lograrlo iniciaron con el modelo mostrado en la parte izquierda de la Figura 3.8 [44], que representa un generador conectado a una barra infinita. Un PSS implementado por lógica difusa (LD) se basa en una tabla de reglas para tomar decisiones, cuyo diseño para obtener un óptimo rendimiento puede requerir mucho tiempo y ser bastante complejo. Por ello, los autores simplificaron la base de las reglas mediante el uso de información difusa polar. Para esto los estados del generador (velocidad angular $\Delta\omega$ y aceleración angular $\Delta\omega'$) se representaron en forma polar y la señal de salida del PSS también en coordenadas polares, la magnitud R y el ángulo θ mostrado en la parte derecha de la Figura 3.8 [44]. La acción de control debe ser tal que permita cambiar el estado del generador del punto R al punto O , que es el origen de las coordenadas polares y es el punto de equilibrio deseado [44].

Los autores desarrollaron dos funciones de pertenencia difusa LN y LP que son complementarias entre sí y aplican cuando el ángulo θ se encuentra entre 45° y 405° , como se muestra en la parte izquierda de la Figura 3.9 [44]. El ángulo de entrada θ' fue definido como $\theta' = \theta - \beta + 360^\circ$ si $\theta - \beta < 45^\circ$, o $\theta' = \theta - \beta$ para $\theta - \beta > 45^\circ$. También

definieron dos funciones de pertenencia P y N para la salida cuya forma es triangular y se encontraban en el rango de -1 a +1, como se muestra a la derecha de la Figura 3.9 [44].

La estrategia de control utilizada para el PSS-ALDP, con base en la parte derecha de la Figura 3.9 [44], fue:

- De 0° a 90° (Sector A): La salida del controlador de lógica difusa (CLD) debe ser grande (GR) y positiva (PO) para $\Delta\omega$ y $\Delta\omega'$ GR-PO.
- De 315° a 360° (Sector B): La salida del CLD debe ser pequeña (PE) y PO para $\Delta\omega$ GR-PO y $\Delta\omega'$ PE-NE.
- De 270° a 315° (Sector C): La salida del CLD debe ser PE-NE para $\Delta\omega$ PE-PO y $\Delta\omega'$ GR-NE.
- De 90° a 270° (Sectores D, E y F): La salida del CLD será complementaria y opuesta a los sectores A, B y C, respectivamente.

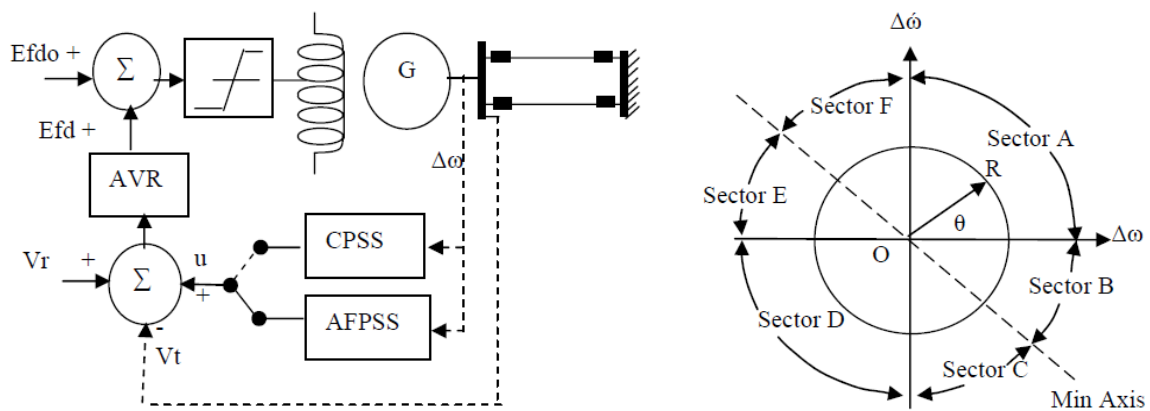


Figura 3.8 Modelo (izquierda) y diagrama de fase (derecha) para la implementación de un PSS-ALDP

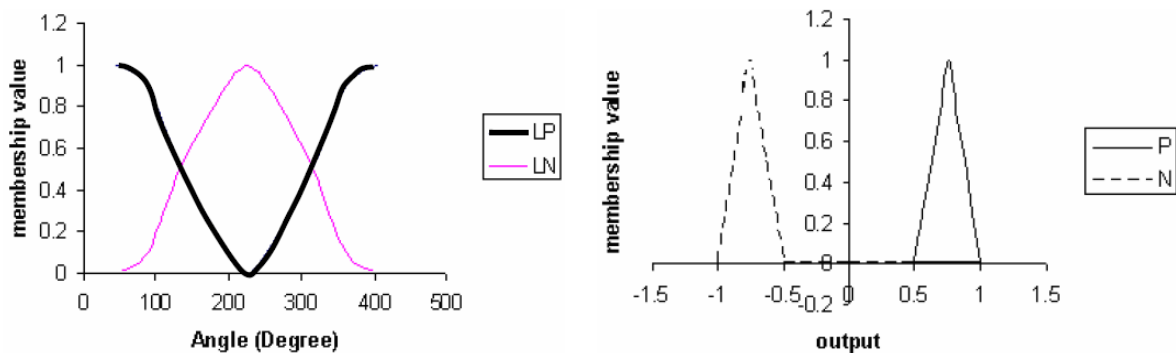


Figura 3.9 Funciones de pertenencia para la entrada (izquierda) y salida (derecha) del PSS-ALDP

Además, la salida del CLD estaba regida por dos reglas [44]:

- Regla 1: Si θ' es LP, entonces la salida del CLD es P.
- Regla 2: Si θ' es LN, entonces la salida del CLD es N.

Para sintonizar los parámetros K_{acc} , K_0 y β de ajuste del PSS-ALDP minimizaron la ecuación discreta cuadrática del índice de rendimiento J definida por

$$J = \sum_{k=1}^n \{t_k, \Delta\omega_{ik}\}^2 \quad (3.1)$$

Donde el término n es el número total de datos [44].

También en el 2009 S. Avdakovic, A. Nuhanovic, M. Kusljugic, E. Becirovic y M. Music documentan tres algoritmos distintos para la detección de oscilaciones de muy baja frecuencia en un sistema de potencia, éstos son: el AM, el análisis Prony y la transformada Wavelet. El AM es una linealización alrededor del punto de operación de las ecuaciones algebraicas y dinámicas que describen el sistema eléctrico a ser analizado; a partir de dicha linealización se obtiene la matriz de estado del sistema y con base en ella los autovalores o MdO del sistema. El análisis Prony es una extensión del análisis de Fourier que busca modelar los datos muestreados como una combinación lineal (sumatoria) de exponenciales que son descritos a partir de su magnitud, amortiguamiento, frecuencia y fase. La transformada Wavelet es una herramienta de procesamiento de señales que permite realizar análisis en el dominio del tiempo y de la frecuencia; una “Wavelet” es una forma de onda oscilatoria de duración efectivamente limitada con valor promedio de cero y el análisis consiste en la descomposición de una señal en versiones modificadas y escaladas de la Wavelet original (también llamada madre); es decir: la transformada Wavelet de una señal dependiente del tiempo $f(t)$ consiste en un conjunto de coeficientes $W_s(a,b)$ que miden la similitud entre la señal $f(t)$ y un conjunto de funciones $\psi_{a,b}(t)$ derivadas de una “Wavelet madre” [45].

En 2010 Z. Tevcec, I. Petrovic y J. Matuško utilizaron un modelo de Unidad generadora Takagi-Sugeno (T-S) con un PSS autoajutable. Utilizaron como variable de

proceso la potencia activa (P), la potencia reactiva (Q) y la reactancia de línea (X) pues estas variables afectan la dinámica y la estabilidad de la máquina sincrónica. Este trabajo también se desarrolló para modos locales. Indican que al utilizar estas tres variables (P, Q y X) como entradas del modelo T-S sólo deben identificarse los parámetros de los modelos fuera de línea, lo que evita una posible inestabilidad numérica, situación común en aquellos PSS adaptativos que determinan los parámetros del controlador a partir de los parámetros de la planta identificados en línea. La estructura T-S puede ser empleada tanto para la Planta como para el regulador, mediante un conjunto de modelos de regresión local simple donde cada uno es válido para un área de operación particular. La salida del modelo es una combinación de salidas de modelos locales en el que las reglas difusas definen cada área operativa a partir de las variables de proceso. Las reglas difusas tienen una estructura “If...Then”. Utilizaron el esquema tradicional de un generador conectado a una barra infinita y el modelo linealizado de pequeña señal [46].

En 2011, Z. Rafiee, S. Ganjefar y A. F. Meyabadi desarrollaron un PSS utilizando la transformada de Fourier (TF) para funciones en tiempo discreto o transformada discreta de Fourier (DFT). La transformada de Laplace evaluada sobre el eje imaginario $j\omega$, por lo que puede relacionarse el resultado de la TF con la respuesta en frecuencia de un sistema de segundo orden (ver (3.2)). Al determinar el amortiguamiento (ξ) y la frecuencia de natural de oscilación (ω_n) de

$$H(j\omega) = \frac{\omega_n^2}{(j\omega)^2 + 2\xi\omega_n(j\omega) + \omega_n^2} \quad (3.2)$$

Se caracteriza la oscilación presente en el SEP y a partir de esto se determina el ajuste del PSS. El algoritmo es más eficiente al utilizar la Transformada rápida de Fourier (FFT) [47].

Los autores utilizaron en su trabajo el modelo general de un único generador conectado a una barra infinita a través de una impedancia, con lo que la frecuencia de las oscilaciones fue cercana a 1.6 Hz. En cuanto al PSS, utilizaron la FdT más general, compuesta por una ganancia, un filtro washout y dos bloques de adelanto atraso. Para

optimizar los ajustes del PSS utilizaron métodos robustos, como por ejemplo el algoritmo por Enjambre de Partículas o bien por Competición Imperial. Para definir la función objetivo utilizaron la desviación de velocidad del generador como señal de control, el comportamiento de la respuesta en frecuencia y el aumento/disminución de cada muestra de la magnitud de la DTF con el amortiguamiento (ξ) y la frecuencia de oscilación (ω_n). La suma de los valores de las magnitudes de las muestras de la DTF puede ser utilizada como función objetivo [47].

También en 2011 M. A. Abido utilizó algoritmos genéticos para optimizar el ajuste de los PSS existentes en los generadores del sistema de potencia de la Compañía Eléctrica Saudí (SEC por sus siglas en inglés). Con esto se incrementó el límite de potencia transferida entre las Áreas Oriental y Central (SEC-EOA y SEC-COA respectivamente). Para la simulación se consideró una falla trifásica de 6 ciclos en una de las líneas de enlace entre el SEC-EOA y el SEC-COA mientras que la potencia de la línea de interconexión se incrementa en 20%. Compararon el comportamiento de la potencia y del ángulo del rotor con el ajuste del PSS sin optimizar ("Existing PSS") y con el ajuste obtenido con los métodos de optimización ("Proposed PSS"). Las oscilaciones del ángulo del rotor (y por ende de la potencia) presentaron un amortiguamiento mayor con el ajuste obtenido por medio de la optimización. La frecuencia de la oscilación es aproximadamente 0.74 Hz, lo que corresponde a un modo local [48].

En 2012 Verdugo y Játiva determinaron el ajuste del PSS2A considerando las etapas de compensación de fase como un filtro pasabanda cuya frecuencia central y ancho de banda fueron determinadas por las ecuaciones

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{T_1 T_2}} \quad n = \frac{T_1}{T_2} = \frac{T_3}{T_4} \quad (3.3)$$

De manera que brindaran el amortiguamiento correcto a la frecuencia deseada [49]. Como ejemplo, en la Figura 3.10 se muestra la respuesta en frecuencia de las etapas de compensación de fase para el caso en que $T_1 = T_3 = 0,45$ y $T_2 = T_4 = 0,09$.

Para análisis consideraron el diagrama de bloques mostrado en la Figura 3.1, modelaron una barra infinita a la que conectaron un generador a través de una línea de transmisión (Thevenin equivalente del sistema), despreciaron la saturación del hierro y los devanados de amortiguamiento. Utilizaron un SdP conformado por 9 barras e inicialmente calcularon los valores propios y los factores de participación sin la presencia del PSS (AM). Luego obtuvieron la respuesta de frecuencia para el generador con mayor factor de participación sin y con el PSS para mostrar la compensación de fase, determinaron la ganancia del PSS a partir del LdR y calcularon los nuevos valores propios del sistema. Para comprobar la efectividad del PSS realizaron simulaciones en el dominio del tiempo y compararon los comportamientos del sistema (tiempo de estabilización y sobreimpulso por ejemplo) ante perturbaciones sin y con PSS [49].

En marzo de 2014 la IEEE en su estándar 421.2 mantuvo la definición del PSS pero adicionó la integral de la potencia acelerante como posible señal de entrada. Redefinió los rangos de frecuencia de diversos MdO de la siguiente manera: las oscilaciones interárea para frecuencias menores a 1 Hz; las oscilaciones locales máquina-sistema en el rango de 0.7 Hz a 3 Hz; las oscilaciones intermáquina en el rango de 1.5 Hz a 3 Hz y las oscilaciones torsionales en el rango entre 5 Hz y 10 Hz. También redefinió los rangos típicos de ajuste utilizados en Norteamérica para el PSS1A con entrada de velocidad o frecuencia como se muestra en la Tabla 3.3 [50]. Indicó por primera vez los rangos típicos de ajuste (también en Norteamérica) para el PSS1A con entrada de potencia, para el PSS2A/B y para el PSS4B como mostrado en la Tabla 3.4 [50], la Tabla 3.5 [50] y la Tabla 3.6 [50], respectivamente.

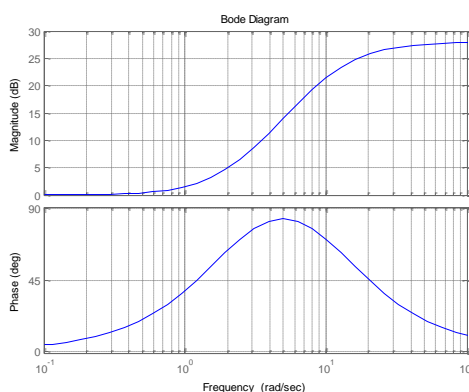


Figura 3.10 Magnitud y fase de las etapas de compensación de fase del PSS2A de la IEEE

Tabla 3.3 Rangos típicos de ajuste de los parámetros del PSS1A con entrada de velocidad/frecuencia

| Símbolo | Rango Típico | Parámetro |
|------------------------|------------------------------|---------------------------------------|
| T_6 | 0 a 0.04 s | Constante de tiempo del transductor |
| T_5 | 0.5 a 50 s | Constante de tiempo washout |
| T_1, T_3 | 0.03 a 2 s | Constantes de tiempo de adelanto |
| T_2, T_4 | 0.01 a 10 s | Constantes de tiempo de atraso |
| K_S | 0.1 a 10 p.u. | Ganancia del PSS |
| V_{STMAX}, V_{STMIN} | ± 0.02 a ± 0.10 p.u. | Límites de la señal de salida del PSS |

Tabla 3.4 Rangos típicos de ajuste de los parámetros del PSS1A con entrada de potencia

| Símbolo | Rango Típico | Parámetro |
|------------------------|-----------------------------|--|
| T_6 | 0 a 0.04 s | Constante de tiempo del transductor |
| T_5 | 0.5 a 50 s | Constante de tiempo washout |
| T_1, T_3 | 0.1 a 2 s | Constantes de tiempo de adelanto |
| T_2, T_4 | 0.01 a 0.2 s / 10 a 20 s | Constantes de tiempo de atraso |
| K_S | ± 0.1 a 10 p.u. | Ganancia del PSS (el signo depende de la señal de entrada) |
| V_{STMAX}, V_{STMIN} | ± 0.02 a ± 0.1 p.u. | Límites de la señal de salida del PSS |

Tabla 3.5 Rangos típicos de ajuste de los parámetros del PSS2A/B

| Símbolo | Rango Típico | Parámetro |
|------------------------|---|---|
| T_6 | 0 a 0.04 s | Constante de tiempo del transductor |
| T_{W1} a T_{W4} | 0 a 20 s | Constante de tiempo washout (reset) |
| K_{S2} | 0 a 10 p.u. | Ganancia de mezcla (Mixing Gain) |
| K_{S3} | 1 | Ganancia de mezcla (Mixing Gain) [1] |
| T_8, T_9, N, M | $T_8 = 0.5 \text{ s}, T_9 = 0.1 \text{ s}, N = 1, M = 5$ $T_8 = 0.3 \text{ s}, T_9 = 0.15 \text{ s}, N = 4, M = 2$ | Filtro “rampeador” (Minimiza cambios de voltaje por cambios de potencia mecánica) [2] |
| T_7 | 0 a 20 s | Constante de tiempo de filtro paso bajo [1] |
| T_1, T_3, T_{10} | 0.01 a 6 s | Constantes de tiempo de adelanto (polos) |
| T_2, T_4, T_{11} | 0.01 a 6 s | Constantes de tiempo de retraso (ceros) |
| K_{S1} | 0.10 a 50 p.u. | Ganancia del estabilizador [3] |
| V_{STMAX}, V_{STMIN} | ± 0.02 a ± 0.1 p.u. | Límites de la señal de salida del PSS [3] |

¹ Al usar PSS2A/B para representar la integral de la potencia acelerante: $K_{S3} = 1$, $T_7 = T_{W2}$, $T_{W4} = 0$, $K_{S2} = T_7 / (2 \times \text{Inercia})$

² Algunas circunstancias especiales podrían requerir otros valores

³ Los valores típicos de V_{STMAX} y K_{S1} suponen un punto de suma V_{REF}

Tabla 3.6 Rangos típicos de ajuste de los parámetros del PSS4A

| Símbolo | Rango Típico | Parámetro |
|------------------------|--------------|--|
| F_L | 0 a 0.3 Hz | Frecuencia central de la banda baja |
| F_I | 0.3 a 2 Hz | Frecuencia central de la banda intermedia |
| F_H | 2 a 10 Hz | Frecuencia central de la banda alta |
| K_L | 0 a 10 p.u. | Ganancia de la banda baja |
| K_I | 0 a 50 p.u. | Ganancia de la banda intermedia |
| K_H | 0 a 100 p.u. | Ganancia de la banda alta |
| VL_{MIN}, VL_{MAX} | 0 a 1.0 p.u. | Límites de la señal de salida de la banda baja |
| VI_{MIN}, VI_{MAX} | 0 a 1.0 p.u. | Límites de la señal de salida de la banda intermedia |
| VH_{MIN}, VH_{MAX} | 0 a 1.0 p.u. | Límites de la señal de salida de la banda alta |
| V_{STMIN}, V_{STMAX} | 0 a 1.0 p.u. | Límites de la señal de salida del PSS |

En mayo de 2016 la IEEE en su estándar 421.5 indicó que el PSS puede ser utilizado en máquinas síncronas que operen como condensadores o unidades de almacenamiento por bombeo, cambiando entre diferentes conjuntos de parámetros según el modo de operación. Además, se definieron 7 distintas funciones de transferencia para el PSS, de las cuales sólo la primera (PSS1A) no fue modificada con respecto a versiones anteriores [51].

La segunda FdT fue la PSS2C mostrada en la Figura 3.11 [51] y que realizó dos modificaciones a la PSS2B mostrada en [40]: la adición de un cuarto bloque de adelanto-atraso (ajutable con las constantes de tiempo T_{12} y T_{13}) y lógicas en la entrada V_{SI2} y en salida V_{ST} . La lógica (a) en la entrada V_{SI2} hace que $y = u_1$ si $T_{W4} = 0$, caso contrario $y = u_2$. La lógica (b) en la salida V_{ST} depende de la potencia eléctrica de salida de la Unidad (P_T) de la siguiente manera: si $P_T > P_{PSS_On}$ entonces $V_{ST} = V_{PSS}$, mientras que si $P_T < P_{PSS_Off}$ entonces $V_{ST} = 0$ [51].

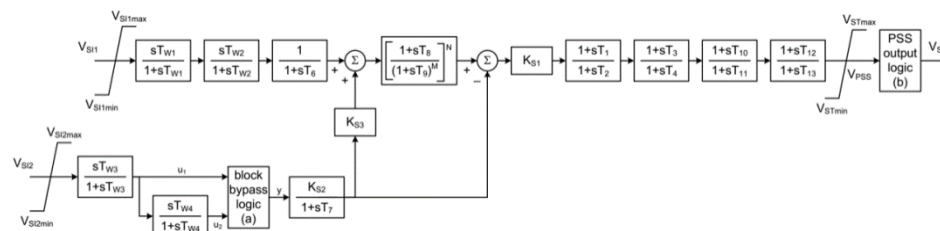
**Figura 3.11** Función de transferencia del PSS2C del estándar 421.5-2016 de la IEEE



Figura 3.12 Función de transferencia del PSS3C del estándar 421.5-2016 de la IEEE

La tercera FdT fue la PSS3C mostrada en la Figura 3.12 [51] y que realizó una modificación a la PSS3B mostrada en [40]. La diferencia es la lógica en la salida V_{ST} , la cual opera de la misma manera que en el modelo PSS2C [51].

La cuarta FdT fue la PSS4C mostrada en la Figura 3.13 [51] y que realizó una modificación a la PSS4B mostrada en [40] para adicionar una cuarta banda asociada a un MdO de muy baja frecuencia (VL). Esta banda está asociada con el ajuste fino frecuencia-potencia o bien el control frecuencia-carga. También podría modular el voltaje y el nivel de carga cuando este PSS controla compensadores de derivación (estáticos o síncronos) que estén instalados cerca de las cargas; cuando se conecta con compensadores, la entrada del PSS es el cambio en la frecuencia del bus [51].

La quinta FdT fue la PSS5C mostrada en la Figura 3.14 [51] y que es una simplificación de la PSS4C anterior. La principal diferencia es que utiliza una sola entrada. Al compararlo con el modelo PSS4C, este modelo es más fácil para estudios de ajuste. Pero, tiene la limitación de no representar la tasa de cambio de potencia eléctrica (MW/minuto) que afecta la salida del estabilizador en el sitio [51].

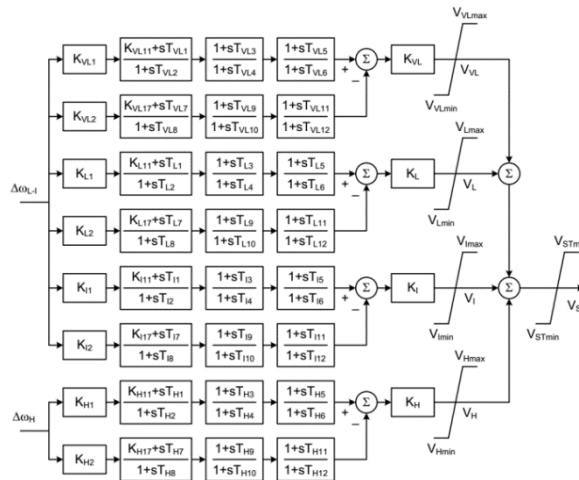


Figura 3.13 Función de transferencia del PSS4C del estándar 421.5-2016 de la IEEE

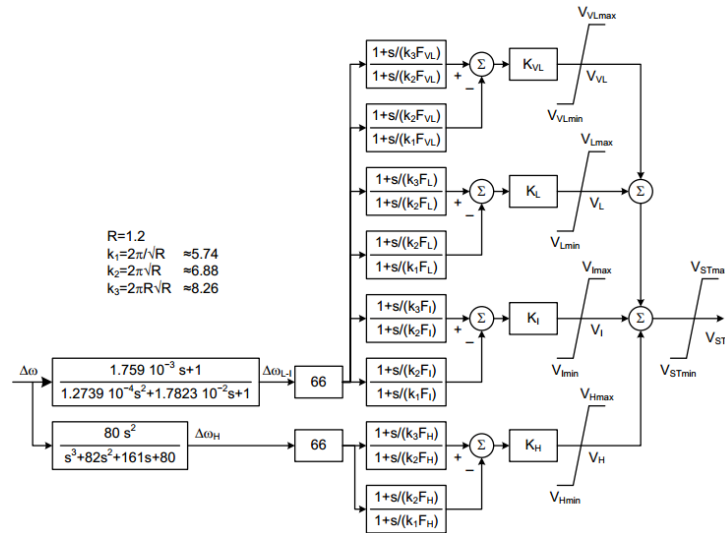


Figura 3.14 Función de transferencia del PSS5C del estándar 421.5-2016 de la IEEE

La sexta FdT fue la PSS6C mostrada en la Figura 3.15 [51] y es una variante del PSS3C anterior. Tiene dos entradas que generalmente son la potencia eléctrica del generador ($V_{SI} = P_T$) y la desviación de velocidad angular del rotor ($V_{SI2} = \Delta\omega$), a partir de ellas se obtiene una señal de potencia mecánica equivalente, que se combina con la potencia eléctrica para producir una señal proporcional a la potencia acelerante. Las constantes T_1 y T_2 representan las constantes de tiempo del transductor mientras que T_D representa la constante de tiempo del filtro washout. La compensación de fase se obtiene ajustando las constantes de T_{i1} a T_{i4} y las ganancias de K_0 a K_4 . Las ganancias K_{i3} y K_{i4} agregan o eliminan los estados tercero y cuarto, si se establecen en uno el estado correspondiente es activado mientras que si se establecen en cero es eliminado. La lógica en la salida V_{ST} opera de la misma manera que en el modelo PSS2C [51].

Finalmente la séptima FdT fue la PSS7C mostrada en la Figura 3.16 [51] y es un híbrido entre las funciones PSS2C y PSS6C anteriores. Tiene la misma estructura del PSS2C desde las entradas duales hasta la ganancia K_{s1} mientras que la compensación de fase es proporcionada de manera similar al modelo PSS6C. La lógica en la salida V_{ST} opera de la misma manera que en el modelo PSS2C [51].

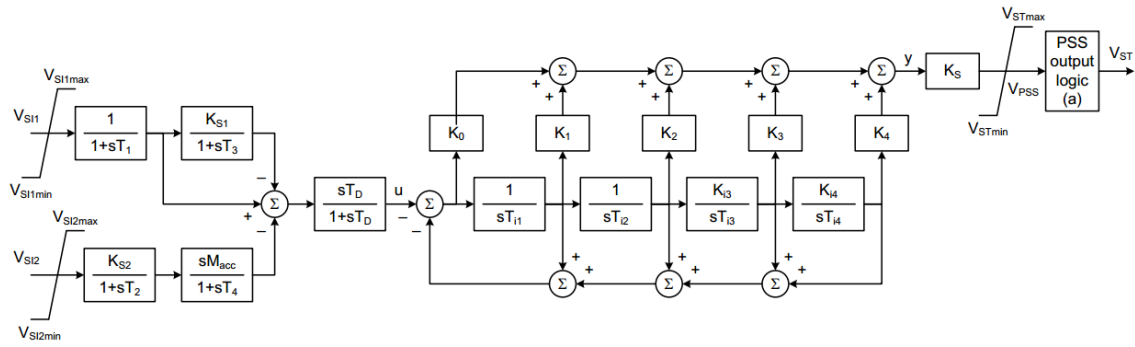


Figura 3.15 Función de transferencia del PSS6C del estándar 421.5-2016 de la IEEE

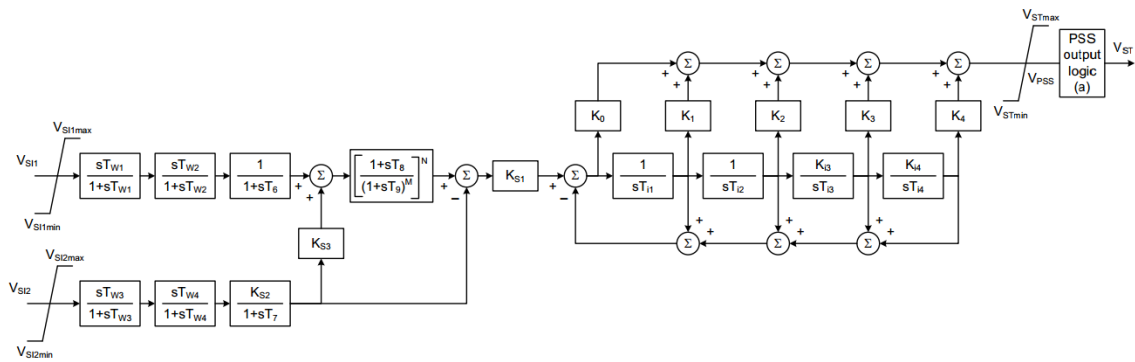


Figura 3.16 Función de transferencia del PSS7C del estándar 421.5-2016 de la IEEE

Capítulo 4

METODOLOGÍA

En este capítulo se exponen todos los pasos seguidos para ejecutar las simulaciones necesarias en pro del cumplimiento de los objetivos planteados. Se inicia explicando los aspectos considerados durante la elección de los programas que se utilizaron para realizar las simulaciones, la manera en que el sistema fue perturbado a partir del punto de equilibrio inicial y cómo fue implementado el estabilizador de sistemas de potencia para que fuese un elemento totalmente externo al regulador automático de tensión. Se detallan también todas las características del sistema de prueba y los modelos matemáticos empleados para describir cada uno de sus elementos. Se continúa exponiendo el algoritmo seguido para determinar la impedancia externa de cada generador, valor que se definió como conocido durante el planteamiento de esta tesis. Se incluyen los criterios usados al definir la frecuencia de muestreo de las señales en el dominio del tiempo, aspecto fundamental para asegurar la correcta representación de las diversas señales en tiempo discreto. Se explica la estructura interna del estabilizador, la función de cada uno de sus bloques internos y la implementación del bloque “Controlador” como una máquina de estados. Se puntualizan los pormenores del análisis de Prony, la manera en que se programó en Python y los criterios utilizados para aceptar por válida la estimación de los diversos modos de oscilación del sistema de prueba. Se explica a fondo la función de transferencia propuesta para el estabilizador y los criterios seguidos para determinar cada uno de sus parámetros de ajuste. El capítulo finaliza detallando la manera en que los filtros diseñados en tiempo continuo se convirtieron a tiempo discreto, la forma en que se incorporaron las condiciones iniciales y su posterior programación en Python.

4.1. PROGRAMAS DE SIMULACIÓN UTILIZADOS

Para realizar las simulaciones de la presente tesis se utilizó un software de simulación de sistemas de potencia y un lenguaje de programación (en general se usará la expresión “programas” para referirse a ambos simultáneamente). Para la selección se consideró que desde el lenguaje se permitiera utilizar instrucciones (comandos) para extraer información y modificar la simulación llevada a cabo por el software. De esta forma, el PSS fue un elemento externo al RAT y que únicamente lo utilizó para actuar sobre el generador y mejorar la respuesta dinámica del SEP, situación cercana a un caso real en el que se tiene un SEP con MdO inestables cuyo amortiguamiento se mejorará mediante PSS no existentes previamente.

Con base en lo anterior, el software seleccionado fue PSS[®]E y en él se simuló con un paso de integración de 1 ms la dinámica de los elementos mostrados en color celeste en la Figura 4.1, es decir: generadores, RAT, líneas de transmisión y cargas. El lenguaje seleccionado fue Python y en él se simuló en su totalidad el PSS digital, mostrado en color verde en la Figura 4.1. Los criterios técnicos utilizados para la selección de la frecuencia de muestreo del PSS digital se detallan en la sección 4.4. Para perturbar al SdP se realizó un cambio tipo escalón en la referencia de tensión del RAT de uno de los generadores.

Como ya se indicó, el PSS digital se diseñó considerándolo un elemento externo al RAT, que utiliza como insumo la información disponible en los terminales del generador y que entrega como salida una señal que modifica el aporte al punto suma del RAT. Por lo anterior, la simulación en Python del PSS fue dividida en tres etapas, como se muestra en la Figura 4.2 y se detalla a continuación:

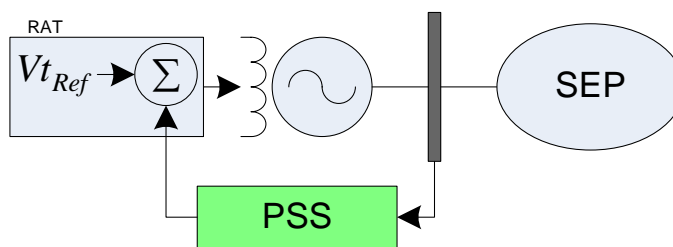


Figura 4.1 Elementos del sistema de prueba a ser implementados en el software de simulación (color celeste) y en el lenguaje de programación (color verde)

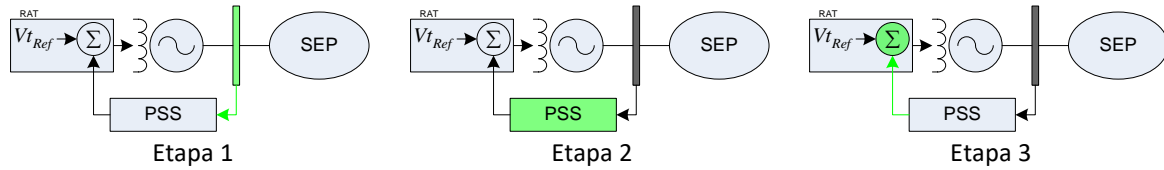


Figura 4.2 Etapas para la implementación en Python del PSS digital

1. Medir las variables de máquina desde los terminales del generador (tensión terminal, potencia activa, potencia reactiva y frecuencia)
2. Analizar la información de la etapa anterior para determinar el MdO, ajustar el PSS y determinar el nuevo aporte al punto suma del RAT (V_{PSS})
3. Agregar V_{PSS} al punto suma del RAT y correr la simulación hasta el siguiente paso, donde el proceso inicia nuevamente

Cabe aclarar que PSS[®]E tiene comandos para modificar la referencia de tensión terminal en el RAT ($V_{t_{Ref}}$), pero no permite adicionar una señal externa al punto suma del regulador, por lo que V_{PSS} no pudo agregarse directamente a PSS[®]E. Para resolver este inconveniente, al inicializar la simulación se obtuvo desde PSS[®]E el valor de inicio de la referencia de tensión ($V_{t_{Ref0}}$), a partir de este momento, cada vez que el PSS digital debía realizar un aporte al punto suma se realizó en Python el cálculo de $V_{t_{Ref}}$ utilizando

$$V_{t_{Ref}} = V_{t_{Ref0}} + V_{PSS} \quad (4.1)$$

El resultado de esta suma es el valor a actualizar en la simulación de PSS[®]E. El valor de $V_{t_{Ref0}}$ se modificó al perturbar el SdP.

Un aspecto relevante en la propuesta es que cada generador del SdP conoce únicamente sus propios parámetros, el ajuste de sus controles y la impedancia externa vista desde sus terminales. En otras palabras, cada generador desconoce cómo es el SEP más allá de su propia barra terminal (topología, cargas, despacho, entre otros). Por lo anterior, todos los PSS corren en paralelo, de forma independiente y cada uno toma sus propias decisiones en función de la información que tiene disponible. Además, toda la simulación es controlada y dirigida desde el programa elaborado en Python.

4.2. SISTEMA DE PRUEBA

El SdP se muestra en la Figura 4.3 [15]. Dicho sistema está compuesto por 2 áreas de control que están unidas por una línea de transmisión, 6 barras, 2 cargas y 4 generadores. Se simularon cuatro casos distintos, todos sobre el mismo sistema base pero modificando las cargas, el despacho de generación y las ganancias de los RAT para cambiar el amortiguamiento del Mdo interárea. Los casos fueron identificados con los siguientes nombres: estable (CEs), oscilatorio sostenido (COS), inestable (CIn) y muy inestable (CMI).

Todos los generadores son de polos salientes, tienen los mismos parámetros y su dinámica se representó con el modelo GENSAE de PSS®E [52], el cual es de quinto orden y considera saturación exponencial en los ejes d y q. Todos los casos simulados se realizaron con el mismo modelo y los mismos parámetros, los cuales se muestran en la Tabla A.1 ubicada en el Apéndice A. Las variables de estado del modelo GENSAE son [52]:

$E'q$: Tensión transitoria en el eje en cuadratura

$\psi''q$: Flujo subtransitorio en el eje en cuadratura

ψkd : Flujo concatenado en el devanado de amortiguamiento en el eje directo

δ : Posición angular

ω : Velocidad angular

Cada generador tiene un RAT de tipo estático sin limitadores de baja/sobre excitación (UEL/OEL). Su dinámica se representó con el modelo SEXS de PSS®E, el cual es de segundo orden y se muestra en la Figura 4.4 [52]. El efecto del bloque de adelanto atraso fue anulado al hacer que $T_a = T_b$. Los parámetros utilizados en cada caso simulado se muestran en la Tabla A.2. Las variables de estado del modelo SEXS son [52]:

TB : Integrador asociado a T_B

TE : Integrador asociado a T_E

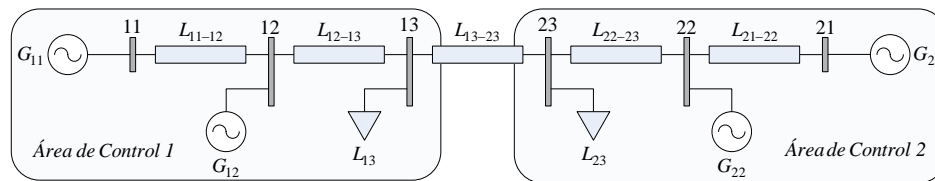


Figura 4.3 Sistema de prueba

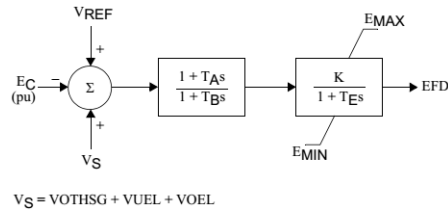


Figura 4.4 Modelo SEXS de PSS®E

Las líneas de transmisión fueron modeladas como reactancias. Para las cargas se utilizó un modelo de impedancia constante, tanto para la potencia activa como para la reactiva. El valor de cada línea de transmisión y la potencia en las cargas en el punto de equilibrio inicial para cada caso simulado se muestran en la Tabla A.3. Además, las tensiones en cada una de las barras del SdP en el punto de equilibrio inicial, así como el despacho inicial del sistema y la potencia transferida del Área de Control 1 (AC1) al Área de Control 2 (AC2) para cada caso simulado se muestran en la Tabla A.4 y la Tabla A.5, respectivamente.

Finalmente, y sólo con el fin de establecer comparaciones entre la metodología propuesta en esta tesis y la metodología tradicional de ajuste de PSS, en el 0 se muestran los resultados obtenidos al analizar cada sistema simulado mediante el AM.

4.3. IMPEDANCIA EXTERNA EN TERMINALES DEL GENERADOR

Como ya se indicó, la impedancia externa vista desde los terminales del generador fue un dato conocido para ajustar el PSS, por lo que para efectos de esta tesis el valor se determinó de manera analítica considerando la expresión general

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_n \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{Y}_{nn} & \bar{Y}_{nr} \\ \bar{Y}_{rn} & \bar{Y}_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{V}_n \\ \bar{V}_r \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

La que corresponde a la Ley de Ohm en términos de admitancias aplicada en todos los nodos del sistema (incluyendo los nodos internos de los generadores). En esta ecuación, n corresponde al número de generadores y r al número restante de nodos [53].

La expresión (4.2) se puede trabajar hasta obtener

$$\bar{I}_n = \underbrace{(\bar{Y}_{nn} - \bar{Y}_{nr} \bar{Y}_{rr}^{-1} \bar{Y}_{rn})}_{Y_{Red}} \bar{V}_n \quad (4.3)$$

En la que Y_{Red} es la matriz reducida de admitancias del sistema. Los elementos de su diagonal son las admitancias de Thevenin vistas por cada generador cuando los otros están en corto circuito [53].

Finalmente, la impedancia externa vista por cada generador se calcula con

$$\bar{Z}_{e_i} = \frac{1}{Y_{Red_ii}} - jX'_{d_i} \quad (4.4)$$

Donde:

Z_{e_i} : Impedancia externa vista por el generador i .

Y_{Red_ii} : Elemento en la fila i y la columna i de la matriz reducida de admitancias.

X'_{d_i} : Reactancia transitoria de eje directo del generador i .

4.4. FRECUENCIA DE MUESTREO DEL ESTABILIZADOR

Como se detalló en 4.1, las simulaciones en PSS®E y en Python (donde está el PSS digital) utilizaron dos frecuencias de muestreo distintas pues la dinámica de los elementos simulados en cada programa es distinta (en PSS®E se utilizó 1 ms).

Para definir la frecuencia de muestreo en Python primero se definió la frecuencia máxima de trabajo del PSS. Para esto se consideró que los principales MdO a amortiguar son los de tipo interárea, los cuales comprenden frecuencias máximas de 1 Hz. Sin embargo, el PSS también debe “observar” otros MdO, inclusive de tipo intraplanta, por lo que la frecuencia máxima a detectar se definió en 5 Hz. Con base en esto y el teorema del muestreo [20] la mínima frecuencia de muestro debería ser 10 Hz. Sin embargo, es una regla práctica común que la frecuencia de muestreo sea al menos 10 veces la máxima frecuencia a observar. Por lo anterior, la frecuencia de muestreo utilizada en esta tesis fue $F_s = 50 \text{ Hz}$, lo que equivale a un periodo de muestreo $T_s = 0.02 \text{ s}$.

4.5. ESTRUCTURA INTERNA DEL ESTABILIZADOR DE SISTEMAS DE POTENCIA

El estabilizador se construyó internamente mediante cuatro bloques, conectados entre sí como se muestra en la parte superior de la Figura 4.5, estos bloques son: “Controlador”, “Algoritmo Prony”, “Ajustes” y “Filtros”. El primer bloque será explicado a continuación mientras que los otros tres bloques serán explicados en los apartados 4.6, 4.7 y 4.8 respectivamente.

El bloque “Controlador” fue el encargado de tomar decisiones, cumpliendo la función de un “director de orquesta”. Internamente se construyó como una máquina de estados, siendo éstos los indicados en la Tabla 4.1. Tomando como referencia y a manera de ejemplos la parte inferior de la Figura 4.5, nótese que:

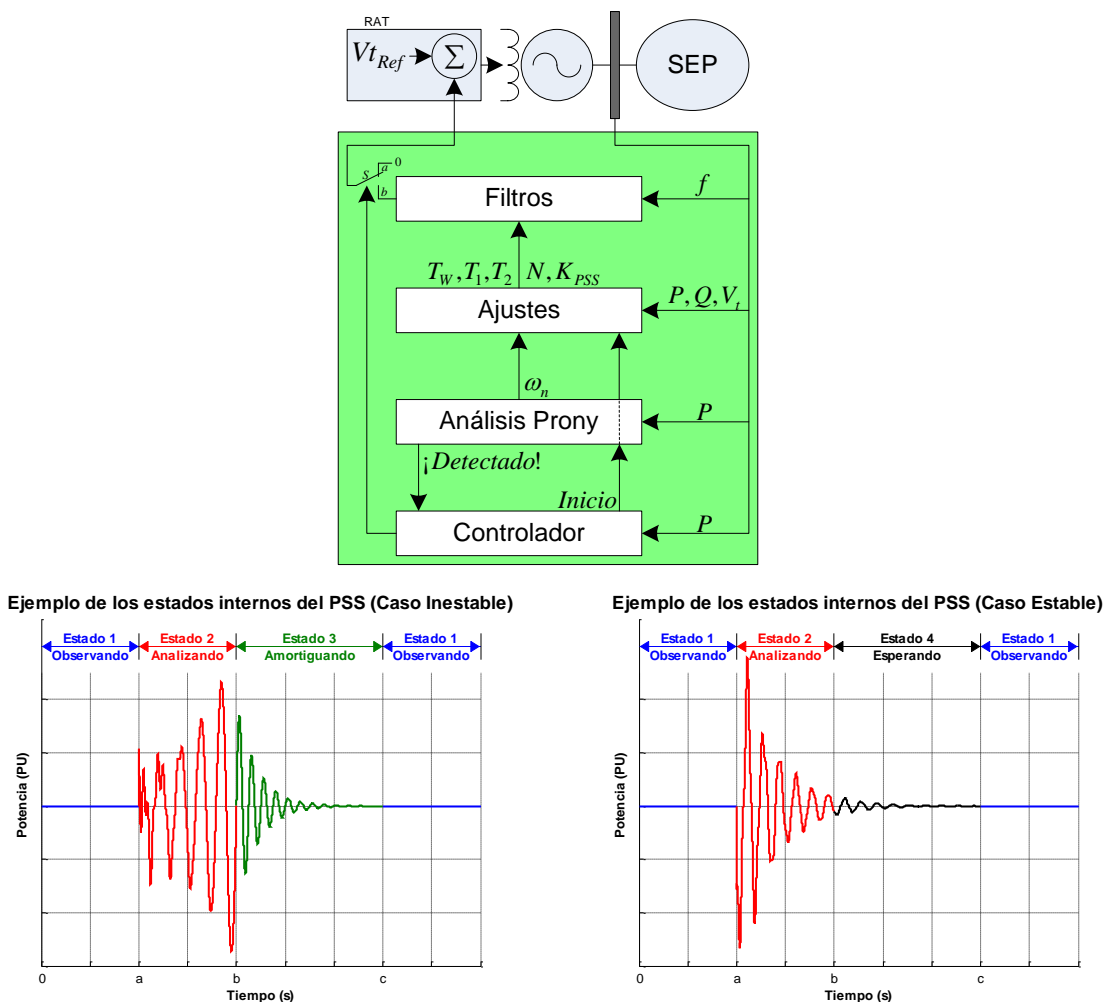


Figura 4.5 Estructura interna (arriba) y ejemplos de operación (abajo) del estabilizador propuesto

Tabla 4.1 Estados internos del bloque “Controlador”

| Estado actual | Acción ejecutada | Posición interrup. | Condición de salida | Siguiente estado |
|---------------|--|--------------------|----------------------------------|------------------|
| 0 | Ninguna. El PSS está apagado | $S = a$ | No tiene | No aplica |
| 1 | En espera de una OEBF | $S = a$ | $ PF \geq P_{On}$ | 2 |
| 2 | Analiza la potencia en terminales mediante el Algoritmo de Prony | $S = a$ | MdO inestable o poco amortiguado | 3 |
| | | | MdO con amortiguamiento adecuado | 4 |
| 3 | Aporta amortiguamiento al SEP | $S = b$ | $ PF < P_{Off}$ durante 10 s | 1 |
| 4 | No aporta amortiguamiento al SEP | $S = a$ | | |

 PF : Potencia filtrada P_{On} : Potencia límite para encendido P_{Off} : Potencia límite para apagado

- El “Estado 1 – Observando” (color azul) corresponde a la condición en la que el SEP se encuentra en equilibrio, la potencia en terminales es estable por lo que el PSS observa en búsqueda de una condición transitoria. El bloque “Filtros” no aporta al punto suma del RAT pues el interruptor S se encuentra en la posición a . Para determinar si el generador se encuentra en una condición de régimen permanente o transitorio el bloque “Controlador” filtra la potencia en terminales del generador por medio de un filtro paso alto con el objetivo de eliminar la componente de CD y tener una salida de aproximadamente cero en régimen permanente. Para pasar al “Estado 2” el valor absoluto de la potencia filtrada (PF) debe superar un umbral mínimo que se definió en 1 MW sin restricción de tiempo (con sólo una muestra que supere el umbral se cambia de estado). El filtro paso alto fue diseñado considerando que a una frecuencia de 0.1 Hz la magnitud de la salida sea el 95% de la magnitud de la entrada, de esta forma se asegura que las componentes de las frecuencias correspondiente a MdO de tipo interárea (mayores a 0.1 Hz) no son filtradas (ver Apéndice B). Esta condición, si bien es cierto no es robusta pues puede ser afectada por cambios en la potencia de salida, ya sea despacho o por aportes de regulación primaria a través de reguladores de velocidad, es suficiente para el alcance de esta tesis y la comprobación o no de la hipótesis planteada.
- En el “Estado 2 – Analizando” (color rojo), la potencia en terminales ya no es estable, el sistema fue perturbado y se encuentra en régimen transitorio. En este estado el interruptor S aún permanece en la posición a y el PSS está en condición de análisis.

Al principio del estado el “Controlador” envía al mismo tiempo señales a los bloques “Algoritmo Prony” y “Ajustes” para que, respectivamente, inicien el análisis de la potencia en terminales y almacenen las condiciones de régimen permanente (condiciones iniciales que serán requeridas más adelante). Los valores almacenados fueron aquellos que estaban en los terminales del generador un segundo antes de recibir la señal del “Controlador”. Cuando el bloque “Análisis Prony” estimó los MdO presentes en la potencia en terminales sigue uno de dos posibles caminos. El primer camino tiene lugar cuando los MdO estimados son inestables o poco amortiguados: enviando simultáneamente una señal a los bloques “Ajustes” y “Controlador”, avanzando éste último al Estado 3. El segundo camino es cuando los MdO estimados tienen un amortiguamiento adecuado: en este caso sólo se envía una señal al “Controlador”, el que avanza al Estado 4. El criterio para medir el amortiguamiento de un MdO y si éste es adecuado se detalla en la sección 4.6.

- En el “Estado 3 – Amortiguando” (color verde) el interruptor S conmuta a la posición b conectando el bloque “Filtros” al punto suma del RAT, modificando el par eléctrico para cambiar el comportamiento natural del SEP y amortiguar la potencia en terminales del generador. Al inicio del estado el bloque “Ajustes” determina las constantes del bloque “Filtros” a partir de la(s) frecuencia(s) determinada(s) por el bloque “Algoritmo Prony” y las condiciones iniciales almacenadas al inicio del Estado 2. Para determinar si el generador se encuentra nuevamente en régimen permanente el “Controlador” toma una vez más la potencia filtrada, si su valor absoluto permanece dentro de la banda definida por 0.1 MW de manera continua durante 10 s se considera que el régimen transitorio ha finalizado y el PSS cambia al “Estado 1”, iniciando el proceso nuevamente. El valor de 10 s fue definido considerando el periodo del MdO interárea de menor frecuencia (0.1 Hz).
- En el “Estado 4 – Esperando” (color negro) el interruptor S se mantiene en la posición a pues no es necesario aportar amortiguamiento adicional al SEP. El bloque “Controlador” simplemente espera a que el generador regrese al régimen permanente y al “Estado 1”. La condición de salida es la misma del Estado 3.

4.6. BLOQUE “ALGORITMO PRONY” Y SU IMPLEMENTACIÓN EN PYTHON

Cuando un SEP opera en un punto de equilibrio y es sometido a una pequeña perturbación cambia su estado, en el caso estable, a un nuevo punto de equilibrio. En el tiempo, la transferencia de un punto a otro está descrita por una suma de senoidales amortiguadas, las que están estrechamente vinculadas a los autovalores de la matriz de estado del SEP (que son los MdO). El efecto de los MdO más amortiguados desaparece luego de unos segundos, predominando en la respuesta los MdO menos amortiguados o bien no amortiguados (caso inestable). Por otro lado, el algoritmo de Prony ajusta las muestras de una señal en el tiempo a una suma de términos exponenciales. Por ello, al analizar mediante Prony la respuesta en el tiempo de un SEP que ha sido perturbado se puede “extraer” de la señal en el tiempo la información de los autovalores del sistema.

El algoritmo de Prony es un método de ajuste a partir de un sistema de ecuaciones sobredeterminado, por lo que la información obtenida es función de los datos de entrada y viceversa. Por ello, si se desea la estimación de los MdO más amortiguados, las primeras muestras luego de la perturbación del SEP son estrictamente necesarias. En contraste, si estos MdO no son requeridos, se puede prescindir sin perder información relevante de dichas muestras. Inclusive, en caso de solo requerir aquellos MdO poco amortiguados y/o inestables, puede utilizarse un fragmento de la respuesta en el tiempo algunos segundos después de la perturbación del SEP. Para esta tesis los MdO más amortiguados no son relevantes, siendo la prioridad los MdO con menor amortiguamiento y/o inestables.

Ahora bien, en la propuesta planteada en esta tesis los PSS de cada generador son independientes entre sí, por lo que pueden entrar en operación en momentos de tiempo distintos. Como complemento a esto, cuando alguno de los PSS entra en operación la matriz de estado del sistema es modificada, cambian los autovalores y también la respuesta en el tiempo. Lo anterior podría representar un “problema” para los otros PSS pues si para efectos de análisis se considera la totalidad de la señal en el tiempo desde que el SEP fue perturbado, ésta podría contener información de dos sistemas distintos, uno sin el PSS y otro con el PSS, obteniéndose una estimación inadecuada de los MdO.

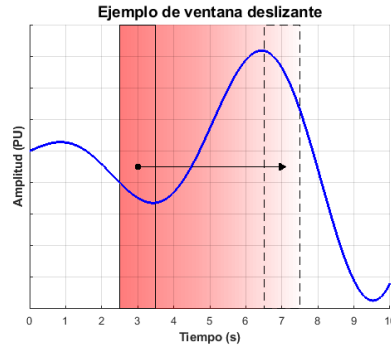


Figura 4.6 Ejemplo de ventana deslizante con ancho de 1 segundo que se desplaza desde 3.5 s hasta 7.5 s

Puesto que el principal insumo al finalizar el análisis de Prony es la frecuencia (ω_n) del(os) MdO dominante(s) en la respuesta en el tiempo (fundamental para ajustar el PSS) y considerando los aspectos detallados en los párrafos anteriores, el bloque “Algoritmo Prony” (ver parte izquierda de la Figura 4.5) se implementó de la siguiente manera:

1. Las muestras de entrada fueron las comprendidas dentro de una ventana de ancho constante que se desplaza en el tiempo cada paso de simulación, como se muestra en la Figura 4.6. De esta forma las muestras “más recientes” sustituyen a las muestras “más antiguas” conforme avanza el tiempo.
2. Para considerar que un MdO ha sido detectado adecuadamente, además de que la SNR en término de energía (ver (2.31)) [28] sea mayor a 40 dB [24], se adicionó un criterio basado en la desviación estándar de la frecuencia estimada del MdO de menor frecuencia. Si ésta permanece menor a 1% durante 1 segundo (50 muestras) se considera que la estimación es correcta.

La cantidad de datos de entrada al análisis de Prony (ver M en (2.21)) fue el ancho en muestras de la ventana deslizante y se definió en función del orden del PPL (ver N en (2.20)) y un factor de sobredimensionamiento en los datos (factor β). En general, entre mayor es N mejor es la estimación pues el algoritmo dispone de una mayor cantidad de términos para aproximar el ruido, pero también las matrices a resolver son de mayor orden. En referencias como [24] se utilizaron órdenes de 24 y 30 para estimar con éxito 2 MdO, mientras que para el factor β se recomienda un mínimo de 2 ó 3 [21] [22] [24]. Con base en lo anterior, para esta tesis se consideró un orden $N = 30$ y un factor $\beta = 4$ para

asegurar una buena estimación, por lo que el ancho de la ventana deslizante fue de 120 muestras (2.38 s). Además, se empleó la definición de energía de una señal discreta [20]

$$E_x = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |x(n)|^2 \quad (4.5)$$

Para así comparar los diversos MdO estimados utilizando la energía relativa de cada uno de ellos, calculada mediante

$$E_k = \frac{\sum_{n=0}^{M-1} |\hat{y}_k(n)|^2}{E_{k_max}} = \frac{\sum_{n=0}^{M-1} |h_k z_k^n|^2}{E_{k_max}} \quad (4.6)$$

Por otra parte, como cada MdO estimado tiene la forma $\lambda = \sigma \pm j\omega_n$, se utilizó la razón de amortiguamiento

$$\xi = \frac{-\sigma}{\sqrt{\sigma^2 + \omega_n^2}} \quad (4.7)$$

Para cuantificar qué tan amortiguado es su comportamiento en el tiempo. Se consideró que los MdO pobremente amortiguados son aquellos en que $\xi \leq \xi_{Lim}$ y que el PSS propuesto sólo aporta amortiguamiento adicional en esta condición, el valor de ξ_{Lim} se definió en 5% [9]. Por lo anterior, y retomando lo indicado en 4.5, si todos los MdO estimados presentan $\xi > 5\%$ entonces el bloque “Controlador” cambia directamente del “Estado 2” al “Estado 4”.

El algoritmo de Prony se programó en Python como un objeto (“MyProny”) capaz, entre otras cosas, de inicializarse, recibir una entrada, almacenar las muestras requeridas, desechar las muestras innecesarias, calcular la respuesta del algoritmo, el promedio y desviación estándar de los datos, la SNR, el valor de ξ , e indicar con una variable binaria cuando los MdO fueron estimados. Al inicializar el objeto se le dieron características como el orden, el factor β , la desviación estándar y la SNR límites para considerar como válida la estimación de un MdO, la frecuencia de muestreo y la cantidad de datos de la ventana deslizante. Internamente las muestras se administraron con una cola acotada (“MyQueue”), que también fue un objeto programado específicamente para esta tesis.

4.7. FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DEL BLOQUE “FILTROS”

La FdT propuesta para el bloque “Filtros” (ver parte izquierda de la Figura 4.5) se muestra en la Figura 4.7 y tiene una única entrada que es la frecuencia en los terminales del generador. El primer término a la izquierda corresponde a un filtro paso alto, su función es eliminar la componente de corriente directa (CD) y las frecuencias muy bajas presentes en la medición, evitando así una desviación indeseada en la tensión terminal del generador en régimen permanente; a las frecuencias de trabajo este filtro no debe aportar fase ni ganancia. El bloque central es un filtro de adelanto-atraso, su función es adelantar o atrasar la fase de la señal de entrada según se requiera; con la variable N , que está limitada a los valores 1, 2 ó 3, se aumenta el orden del filtro para proveer más compensación en caso de ser necesario. El último bloque es la ganancia del estabilizador, la cual es un número tal que $K_{PSS} \geq 0$. La salida del PSS fue limitada al rango de ± 0.03 PU.

4.8. BLOQUE “AJUSTES” DEL ESTABILIZADOR DE SISTEMAS DE POTENCIA

La FdT del bloque “Filtros” se ajustó con referencia en el modelo linealizado de un generador conectado a una barra infinita (ML-GBI), mostrado en color celeste en la Figura 4.8. Se compensó la fase del conjunto RAT-Generador para introducir una componente adicional de par eléctrico en fase con las desviaciones de velocidad del rotor [54].

Para la construcción del modelo se tomaron desde los terminales del generador sus condiciones de operación antes de la perturbación (tensión terminal, potencia activa y potencia reactiva). Las constantes desde K_1 hasta K_6 fueron obtenidas como se detalla en el Apéndice C, mientras que las demás constantes son parámetros del generador o del RAT que son conocidos y se indican en el Apéndice A. El bloque $PSS(s)$ mostrado en color verde corresponde a la FdT del PSS detallada en 4.7. El bloque $S_F(s)$ que se muestra en color rosado es la FdT que relaciona Δf con $\Delta \omega$ y se detallará más adelante (página 77).

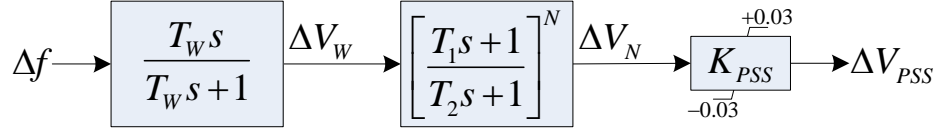


Figura 4.7 Función de transferencia del PSS propuesto

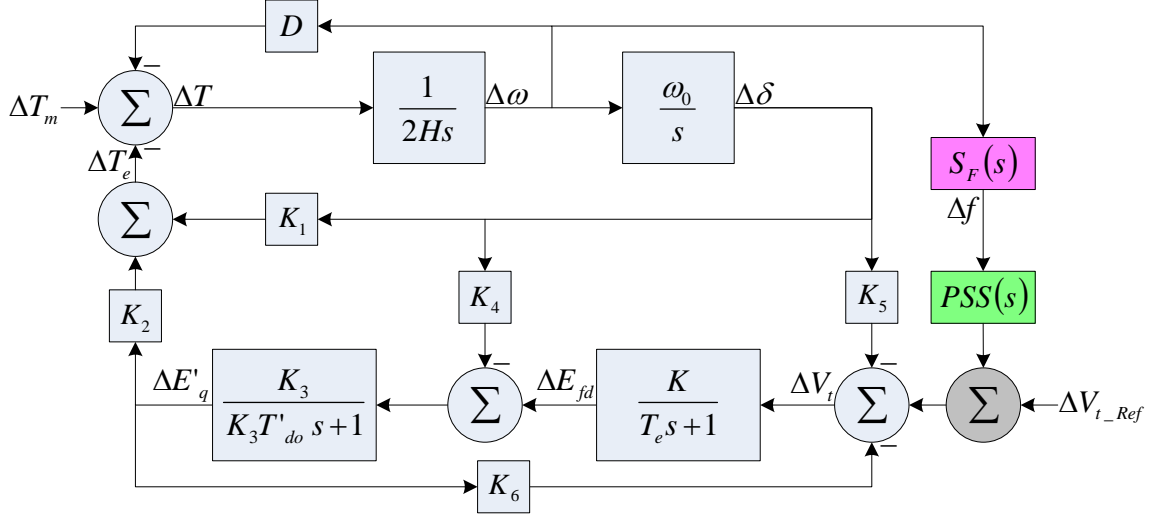


Figura 4.8 Modelo linealizado de un generador realimentado con un PSS y conectado a una barra infinita

El modelo del conjunto RAT-Generador (RAT_G) relaciona ΔV_{t_Ref} con ΔT_e y se determinó con la ecuación que relaciona $\Delta \omega$ con ΔT_e por medio del PSS. Para esto las ecuaciones

$$\Delta T_e = K_2 \Delta E'_q + K_1 \Delta \delta \quad (4.8)$$

$$\Delta E'_q = \frac{K_3}{K_3 T'_{do} s + 1} (\Delta E_{fd} - K_4 \Delta \delta) + K_1 \Delta \delta \quad (4.9)$$

$$\Delta E_{fd} = \frac{K}{T_e s + 1} (PSS(s) S_F(s) \Delta \omega - K_6 \Delta E'_q - K_5 \Delta \delta) \quad (4.10)$$

Se trabajaron algebraicamente hasta obtener la expresión del nuevo ΔT_e incluyendo el efecto del PSS

$$\Delta T_e = \Delta T_{e_Orig} \Delta \delta + \overbrace{\frac{K_2 K_3 K}{K_3 T'_{do} T_e s^2 + (T_e + K_3 T'_{do}) s + (1 + K_3 K K_6)}}^{\text{RAT_G}} \underbrace{PSS(s) S_F(s) \Delta \omega}_{GEP(s)} \quad (4.11)$$

El primer término de ΔT_e es el par eléctrico original (sin PSS) y que sólo depende de $\Delta\delta$, mientras que el segundo término, llamado $GEP(s)$, es el par eléctrico adicional aportado por el PSS [54] [55].

Las constantes del PSS propuesto se ajustaron de manera que la fase total de $GEP(s)$ sea aproximadamente cero para cada frecuencia ω_n obtenida con el análisis de Prony. Para esto, y como será ampliado más adelante, se consideró que $S_F(s)$ no tiene aporte a la fase de $GEP(s)$ y que la fase (θ_n) de RAT_G a la frecuencia específica (ω_n) se determina mediante

$$\theta_n = \angle \text{RAT_G} \big|_{s=j\omega_n} \quad (4.12)$$

La fase θ_n es negativa (retraso de fase) y la fase a compensar (θ_{nc}) está determinada por $\theta_{nc} = -\theta_n - \theta_{pa}$ (θ_{pa} es la fase del filtro paso alto a la entrada del bloque “Filtros”).

La constante T_w del filtro paso alto se determinó con

$$T_w = \frac{\tan(90^\circ - \theta_d)}{\omega_{n_mín}} \quad (4.13)$$

Considerando que la fase deseada ($\theta_{pa} = \theta_d$) a la menor frecuencia ω_n ($\omega_{n_mín}$) es de 0.5° , esto aseguró que el efecto del filtro es despreciable a la frecuencia de dicho MdO y superiores, a la vez que para frecuencias, inclusive una década antes de $\omega_{n_mín}$, el cambio de fase es como máximo de 5° (ver Apéndice B).

Para definir N se consideró que la máxima fase a compensar es 180° y que cada filtro de adelanto-atraso aporta como máximo 60° a cualquier frecuencia ω_n . El valor de N se determinó con base en la máxima fase a compensar ($\theta_{nc_máx}$) utilizando

$$N = \begin{cases} 1 & \text{si } 0 < \theta_{nc_máx} \leq 60 \\ 2 & \text{si } 60 < \theta_{nc_máx} \leq 120 \\ 3 & \text{si } 120 < \theta_{nc_máx} \leq 180 \end{cases} \quad (4.14)$$

Las constantes T_1 y T_2 del filtro de adelanto-atraso se determinaron empleando dos criterios distintos en función de la cantidad de MdO estimados y que son pobremente amortiguados (el detalle completo de las ecuaciones de los filtros de adelanto-atraso se encuentra en el Apéndice D).

El primer criterio se identificó como “1F” y se utilizó cuando se estimó un único MdO con $\xi \leq 5\%$. En este caso se compensó la fase θ_n correspondiente a la frecuencia ω_n justo con la máxima fase del filtro de adelanto-atraso. Se utilizaron las ecuaciones

$$\alpha = \frac{1 - \sin(\theta_{nc}/N)}{1 + \sin(\theta_{nc}/N)} \quad (4.15)$$

$$T_1 = \frac{1}{\omega_n \sqrt{\alpha}} \quad (4.16)$$

$$T_2 = \alpha T_1 \quad (4.17)$$

El segundo criterio, identificado como “2F”, se utilizó cuando se estimó más de un MdO con $\xi \leq 5\%$. En este caso se compensaron las fases $\theta_{1,2}$ que corresponden a las frecuencias $\omega_{1,2}$ de los dos MdO estimados y menos amortiguados. Se emplearon

$$T_2 = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \leftarrow \begin{cases} a = \omega_1^2 \omega_2 \tan(\theta_1) - \omega_1 \omega_2^2 \tan(\theta_2) \\ b = \omega_1^2 \tan(\theta_1) \tan(\theta_2) - \omega_2^2 \tan(\theta_2) \tan(\theta_1) \\ c = \omega_2 \tan(\theta_1) - \omega_1 \tan(\theta_2) \end{cases} \quad (4.18)$$

$$T_1 = \frac{\tan(\theta_2) + \omega_2 T_2}{\omega_2 - \omega_2^2 T_2 \tan(\theta_2)} \quad (4.19)$$

Para determinar la ganancia del PSS (K_{PSS}) se utilizó el LdR, metodología de análisis que permite conocer la ubicación de los polos de lazo cerrado en función de la ganancia K cuando un sistema a lazo abierto $G(s)$ se realimenta con un controlador $H(s)$. En este caso, $G(s)$ es una expresión de cuarto orden pues el ML-GBI tiene cuatro variables de estado.

Para determinar $G(s)$ se debe trabajar algebraicamente el ML-GBI hasta alcanzar una única expresión racional, mientras que $H(s) = PSS(s)S_F(s)$. Con base en esto se obtiene el modelo simplificado mostrado en la Figura 4.9, cuya FdT de lazo cerrado es

$$FT_{LC} = \frac{G(s)}{1 - G(s)H(s)} = \frac{G(s)}{1 - G(s)PSS(s)S_F(s)} \quad (4.20)$$

Otra forma de obtener el LdR es a partir de la matriz de estado (\mathbf{A}) del sistema completo (incluyendo $H(s)$), pues sus valores propios son precisamente los polos de la ecuación (4.20). Ésta segunda forma fue la utilizada en la presente tesis.

En cuanto a la FdT de $S_F(s)$, para análisis de estabilidad de pequeña señal se considera que la fase de la desviación de velocidad del rotor es igual a la fase de la desviación de la frecuencia en terminales del generador ($\angle \Delta \omega = \angle \Delta f$), por lo que $S_F(s)$ no posee términos que modifiquen la fase de $GEP(s)$, o dicho de otra manera, no tiene términos que dependan de la frecuencia compleja (s), por lo que es una constante numérica. Por otra parte y como complemento a lo anterior, la frecuencia en terminales del generador es más sensible a los MdO interárea que a los locales, mientras que la señal de velocidad presenta el comportamiento contrario, siendo más sensible a los MdO locales que a los interárea [56]. Por lo anterior, se debe ser cuidadoso del posicionamiento de los MdO locales al seleccionar la ganancia de un PSS cuya entrada es la frecuencia. Además, para determinar el comportamiento de los MdO tanto interárea como locales se debe conocer la FdT completa del SEP, lo que precisamente es una de las restricciones impuestas en esta tesis, donde la única información disponible es la del ML-GBI.

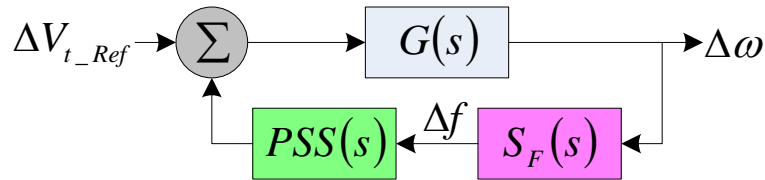


Figura 4.9 Simplificación del modelo linealizado de un generador conectado a una barra infinita con PSS

Considerando lo expuesto en el párrafo anterior y exclusivamente para determinar K_{PSS} con el LdR, en este trabajo se consideró que $S_F(s)=1$. Es decir, la ganancia del estabilizador se calculó a partir de la posición de los polos de lazo cerrado que corresponden a MdO locales, considerando el ML-GBI y como si la entrada del PSS fuera la velocidad del rotor. De esta forma la ganancia seleccionada asegura que los MdO locales tendrán un comportamiento estable a pesar de que la entrada del PSS es la frecuencia en terminales del generador. Por otra parte, cabe recordar que en la propuesta planteada en esta tesis los PSS se ubican en todos los generadores del SEP, por lo que cada uno de ellos contribuye para amortiguar los MdO interárea.

Así pues, en el Apéndice E se muestra el procedimiento seguido para determinar la matriz de estado (\mathbf{A}) del modelo mostrado en la Figura 4.8. Considerando que los espacios vacíos son ceros, para los casos en que $N=1$, $N=2$ y $N=3$, la matriz de estado es, respectivamente,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \omega_0 & & & & & \\ \frac{-K_1}{2H} & \frac{-D}{2H} & \frac{-K_2}{2H} & & & \\ -KK_5 & & \frac{-1}{T_e} & \frac{-KK_6}{T_e} & & \frac{K}{T_e} \\ \frac{-K_4}{T_{do}} & & \frac{1}{T_{do}} & \frac{-1}{K_3 T_{do}} & & \\ \frac{-K_{PSS} K_1}{2H} & \frac{-K_{PSS} D}{2H} & \frac{-K_{PSS} K_2}{2H} & \frac{-1}{T_W} & & \\ \frac{-K_{PSS} K_1 T_1}{2HT_2} & \frac{-K_{PSS} DT_1}{2HT_2} & \frac{-K_{PSS} K_2 T_1}{2HT_2} & \frac{1}{T_2} - \frac{T_1}{T_W T_2} & \frac{-1}{T_2} & \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \omega_0 & & & & & \\ \frac{-K_1}{2H} & \frac{-D}{2H} & \frac{-K_2}{2H} & & & \\ -KK_5 & & \frac{-1}{T_e} & \frac{-KK_6}{T_e} & & \frac{K}{T_e} \\ \frac{-K_4}{T_{do}} & & \frac{1}{T_{do}} & \frac{-1}{K_3 T_{do}} & & \\ \frac{-K_{PSS} K_1}{2H} & \frac{-K_{PSS} D}{2H} & \frac{-K_{PSS} K_2}{2H} & \frac{-1}{T_W} & & \\ \frac{-K_{PSS} K_1 T_1}{2HT_2} & \frac{-K_{PSS} DT_1}{2HT_2} & \frac{-K_{PSS} K_2 T_1}{2HT_2} & \frac{1}{T_2} - \frac{T_1}{T_W T_2} & \frac{-1}{T_2} & \\ \frac{-K_{PSS} K_1 T_1^2}{2HT_2^2} & \frac{-K_{PSS} DT_1^2}{2HT_2^2} & \frac{-K_{PSS} K_2 T_1^2}{2HT_2^2} & \frac{T_1}{T_2^2} - \frac{T_1^2}{T_W T_2^2} & \frac{1}{T_2} - \frac{T_1}{T_2^2} & \frac{-1}{T_2} \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \omega_0 & & & & & & & & & \\ \frac{-K_1}{2H} & & \frac{-K_2}{2H} & & & & & & & \\ \frac{-KK_5}{T_e} & \frac{-D}{2H} & \frac{-1}{T_e} & \frac{-KK_6}{T_e} & & & & & & \frac{K}{T_e} \\ \frac{-K_4}{T'_{do}} & & \frac{1}{T'_{do}} & \frac{-1}{K_3 T'_{do}} & & & & & & \\ \frac{-K_{PSS} K_1}{2H} & \frac{-K_{PSS} D}{2H} & \frac{-K_{PSS} K_2}{2H} & \frac{-1}{T_w} & & & & & & \\ \frac{-K_{PSS} K_1 T_1}{2HT_2} & \frac{-K_{PSS} DT_1}{2HT_2} & \frac{-K_{PSS} K_2 T_1}{2HT_2} & \frac{1}{T_2} - \frac{T_1}{T_w T_2} & \frac{-1}{T_2} & & & & & \\ \frac{-K_{PSS} K_1 T_1^2}{2HT_2^2} & \frac{-K_{PSS} DT_1^2}{2HT_2^2} & \frac{-K_{PSS} K_2 T_1^2}{2HT_2^2} & \frac{T_1}{T_2^2} - \frac{T_1^2}{T_w T_2^2} & \frac{1}{T_2} - \frac{T_1}{T_2^2} & & & & & \\ \frac{-K_{PSS} K_1 T_1^3}{2HT_2^3} & \frac{-K_{PSS} DT_1^3}{2HT_2^3} & \frac{-K_{PSS} K_2 T_1^3}{2HT_2^3} & \frac{T_1^2}{T_2^3} - \frac{T_1^3}{T_w T_2^3} & \frac{T_1}{T_2^2} - \frac{T_1^2}{T_2^3} & \frac{1}{T_2} - \frac{T_1}{T_2^2} & \frac{-1}{T_2} & & & \\ \frac{-K_{PSS} K_1 T_1^3}{2HT_2^3} & \frac{-K_{PSS} DT_1^3}{2HT_2^3} & \frac{-K_{PSS} K_2 T_1^3}{2HT_2^3} & \frac{T_1^2}{T_2^3} - \frac{T_1^3}{T_w T_2^3} & \frac{T_1}{T_2^2} - \frac{T_1^2}{T_2^3} & \frac{1}{T_2} - \frac{T_1}{T_2^2} & \frac{-1}{T_2} & \frac{1}{T_2} - \frac{T_1}{T_2^2} & \frac{-1}{T_2} & \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

La ganancia del estabilizador K_{PSS} se seleccionó de manera que la razón de amortiguamiento del(os) polo(s) dominante(s) fuera de 30%. En caso de no ser posible alcanzar este valor se seleccionó la ganancia que maximiza ξ .

Ahora bien, es conocido que el LdR es un método de solución esencialmente gráfico. Sin embargo, una solución gráfica no es funcional para esta tesis debido a su característica ajustable “en línea”. Por ello, se definió un algoritmo de búsqueda que determinó el valor de K_{PSS} analíticamente. Para explicar dicho algoritmo tómense como ejemplo los LdR mostrados en la Figura 4.10, típicos del ML-GBI. En éstos, considerando una ganancia siempre creciente, es conocido que en un principio la razón de amortiguamiento de los MdO locales aumenta, comportamiento que se mantiene hasta alcanzar la ganancia en que el valor de ξ es máximo. Luego de esta ganancia ξ disminuye, llevando al sistema hacia puntos de operación inestables [57].

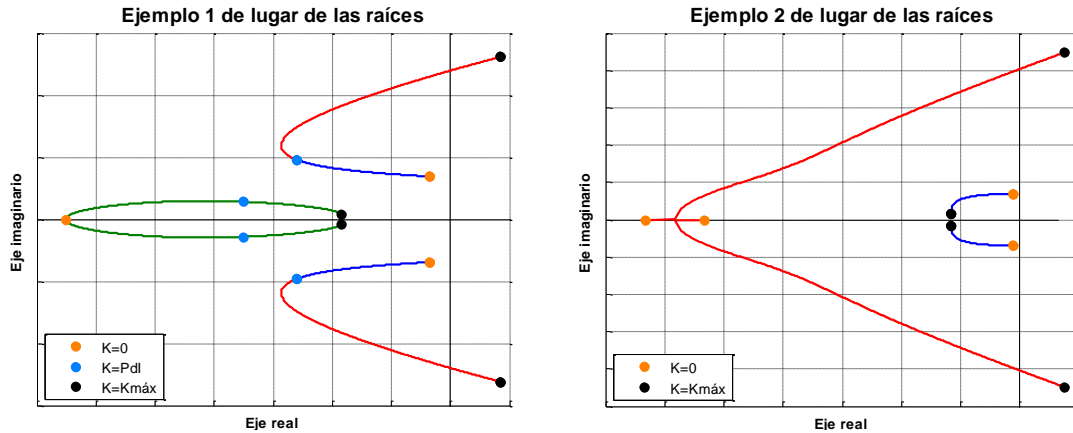


Figura 4.10 Ejemplos de lugar de las raíces

El anterior comportamiento se presenta por uno de dos casos. El primero es porque el polo dominante del sistema en un inicio sigue una ruta estable, como se muestra en color azul en el Ejemplo 1. Luego del punto de inflexión (Pdl) en que ξ es máxima cambia su comportamiento y sigue una ruta inestable, mostrada en color rojo. El segundo caso se muestra en el Ejemplo 2, en éste un polo sigue una ruta siempre estable (color azul) y otro una ruta siempre inestable (color rojo). En un inicio el polo sobre la ruta inestable es muy amortiguado e inclusive podría estar lejos del polo dominante, por lo que prácticamente no afecta la respuesta del sistema en el tiempo; pero, al aumentar la ganancia se vuelve cada vez menos amortiguado, e inclusive puede llegar a ser el polo dominante del sistema. Además, algunos polos, como el mostrado en color verde en el Ejemplo 1, pueden seguir una ruta estable o inestable pero no son relevantes en el análisis pues su razón de amortiguamiento se mantiene mayor a la del polo dominante.

Con base en lo anterior, para determinar K_{PSS} se utilizó un algoritmo de búsqueda iterativo de dos etapas, como se describe a continuación:

1. Etapa 1: Determinación de ganancias límite

Tiene como objetivo establecer dos ganancias límites, éstas son el insumo de la Etapa 2 y contienen al valor buscado, es decir: $K_{\min} < K_{PSS} < K_{\max}$. Para esto, la ganancia se aumentó en pasos predefinidos, iniciando en cero y hasta cumplirse algunas de las siguientes condiciones:

- a. El polo dominante se desplazó de la ruta estable hacia la ruta inestable
- b. La valor de ξ para todos los polos del sistema es mayor al valor deseado
- c. La razón de amortiguamiento del polo que se mueve sobre la ruta inestable es menor que la del polo que se mueve sobre la ruta estable

De los casos anteriores, solo en el b se alcanza el valor deseado de ξ (30%). En los otros casos al finalizar el proceso se obtiene el máximo valor posible de ξ (y que es menor a 30%). Para determinar a qué ruta pertenece un polo se compara su razón de amortiguamiento con la correspondiente de una ganancia ligeramente mayor.

2. Etapa 2: Búsqueda binaria

En cada iteración se calculó el punto intermedio (K_{int}) entre K_{min} y $K_{\text{máx}}$, luego se obtuvo la razón amortiguamiento en este punto de prueba y en función de su valor se actualizaron las ganancias límite ($K_{\text{min}} = K_{\text{int}}$ o $K_{\text{máx}} = K_{\text{int}}$). Tras cada iteración alguno de los dos límites se acerca a la ganancia buscada (K_{PSS}). El proceso se repite hasta que la diferencia entre K_{min} y $K_{\text{máx}}$ sea menor a una tolerancia predefinida.

4.9. IMPLEMENTACIÓN EN PYTHON DE LOS FILTROS EN TIEMPO DISCRETO

Hasta ahora los filtros del estabilizador se han trabajado en el dominio del tiempo continuo (TC). Pero, para implementarlos en Python fue necesario convertirlos a tiempo discreto (TD). Para esto se usó la transformada bilineal, también conocida como método de Tustin, asegurando que el plano complejo s se comprime al intervalo $[-F_s/2, F_s/2]$, evitando así el efecto de traslape en la respuesta en frecuencia. Con base en [19], para convertir una función $H(s)$ a su equivalente $H(z)$ se evalúa $H(s)$ en

$$s = \frac{2}{T_s} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (4.24)$$

Por otro lado, si de forma general se considera $s = \sigma_{TC}$ un cero/polo de $H(s)$, que $z = \sigma_{TD}$ es su correspondiente cero/polo en $H(z)$, y se despeja z de (4.24) se obtiene

$$\sigma_{TD} = \frac{2 + T_s \sigma_{TC}}{2 - T_s \sigma_{TC}} \quad (4.25)$$

Expresión con la que se convierten individualmente los ceros y polos de $H(s)$ en los ceros y polos de $H(z)$. La ganancia de $H(z)$ se determina al igualar las ganancias en CD de $H(s)$ y $H(z)$ es decir [58]

$$H(z=1) = H(s=0) \quad (4.26)$$

Las ecuaciones (4.25) y (4.26) se utilizaron en esta tesis para la conversión de TC a TD. A manera de ejemplo, la Figura 4.11 muestra las respuestas en frecuencia de los filtros paso alto y de adelanto-atraso obtenidos si $\theta_{nc} = -40^\circ$ y $f_n = 1$ Hz, tanto en TC como en TD.

Ahora bien, la forma general de los filtros diseñados es

$$H(z) = \frac{\sum_{k=0}^M b_k z^{-k}}{\sum_{k=0}^N a_k z^{-k}} \quad (4.27)$$

Expresión que se puede normalizar con respecto a_0 y trabajarse algebraicamente hasta obtener la ecuación en diferencias

$$y(n) = \frac{1}{a_0} \sum_{k=0}^M b_k x(n-k) - \frac{1}{a_0} \sum_{k=1}^N a_k y(n-k) \quad (4.28)$$

La cual describe la salida del filtro en el tiempo n en función de la entrada x y la salida y . Nótese que para calcular la salida del filtro en cualquier instante n se requiere la entrada en ese mismo instante, las M muestras anteriores de la entrada y las N muestras anteriores de la salida [58].

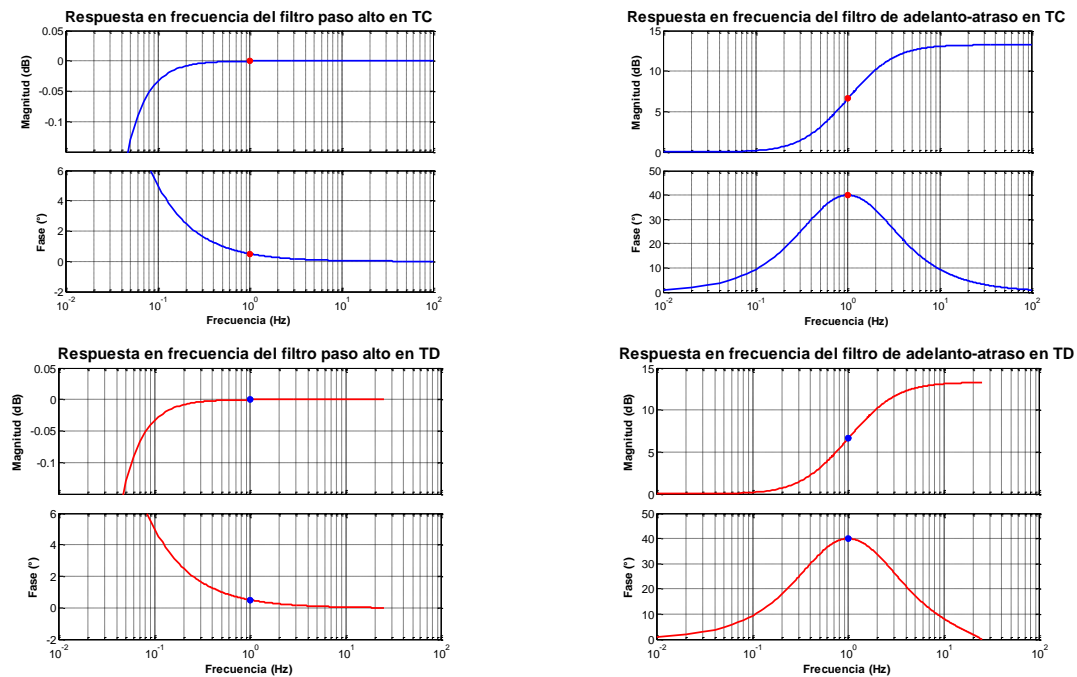


Figura 4.11 Respuestas en frecuencia en tiempo continuo (arriba) y tiempo discreto (abajo) del filtro paso alto (izquierda) y el filtro de adelanto-atraso (derecha) obtenidos para $\theta_n = 40^\circ$ y $f_n = 1$ Hz

La ecuación (4.28) es directamente programable en Python siendo cuidadoso de tener disponible en todo momento las muestras anteriores requeridas, tanto de la entrada como de la salida. Si estas muestras no son conocidas con certeza el filtro podría comportarse de manera inadecuada, por lo que es fundamental estimar las condiciones iniciales para asegurar un comienzo adecuado en estado estable de la simulación. Para introducir las condiciones iniciales se considera que $a_0 = 1$ y se modifica la ecuación (4.28) para obtener

$$y(n) = \sum_{k=0}^M b_k x(n-k) - \sum_{k=1}^N a_k y(n-k) + CI \quad (4.29)$$

El término CI será un arreglo con tantos valores como el orden del filtro y cada una de las primeras n iteraciones de la simulación tomará el valor que le corresponde. Si todos los valores de las entradas y salidas pasadas se consideran cero, la inicialización del filtro se resume al cálculo de los n valores de CI . Si se considera que In y Out son, respectivamente, la entrada y la salida en estado estable del filtro, al iniciar la simulación se debe satisfacer

$$y(0) = Out = b_0 In + CI(0) \rightarrow CI(0) = Out - b_0 In \quad (4.30)$$

De donde se obtuvo el valor de $CI(0)$. De manera similar para el siguiente paso de simulación, el valor de $CI(1)$ se obtuvo con

$$y(1) = Out = b_0 In + b_1 In - a_1 Out + CI(1) \rightarrow CI(1) = Out(1 + a_1) - In(b_0 + b_1) \quad (4.31)$$

El procedimiento se puede repetir para las n condiciones iniciales, obteniéndose

$$CI(n) = Out \sum_{k=0}^n a_k - In \sum_{k=0}^n b_k \quad (4.32)$$

Cada filtro fue programado en Python como un objeto ("MyFilter") capaz de inicializarse, actualizar sus constantes a_k y b_k en cualquier momento, estimar sus propias condiciones iniciales a partir de una entrada y salida dadas, recibir una entrada, almacenar las muestras requeridas, desechar los datos innecesarios y calcular la salida. Internamente las muestras se administraron con el objeto "MyQueue" del análisis de Prony.

Capítulo 5

RESULTADOS OBTENIDOS

En este capítulo se presentan los resultados obtenidos al seguir la metodología explicada en el capítulo anterior. Inicia presentando las simulaciones obtenidas en el dominio del tiempo para el sistema eléctrico de potencia sin estabilizadores, punto de partida de la presente tesis. Para efectos de análisis se consideran 4 distintos casos: uno estable, uno oscilatorio sostenido y dos inestables. Para perturbar el sistema a partir de un punto de equilibrio inicial se realizó un cambio tipo escalón en la referencia de tensión de uno de los generadores. Posteriormente se exponen los resultados generados por el algoritmo de Prony, se toma como referencia el caso más inestable y se muestra al lector las estimaciones obtenidas en 5 condiciones distintas, mostrando el efecto de los datos de entrada y el factor de sobredimensionamiento sobre la estimación. La calidad de la estimación fue cuantificada mediante la relación señal a ruido entre las señales de entrada y estimada, mientras que los diversos modos de oscilación (ya sea de uno mismo o de diferentes casos) se compararon con la razón de amortiguamiento y la energía relativa de cada uno de ellos. Luego se exponen los modelos linealizados de cada generador y la fase del conjunto regulador-generador, insumo necesario para el ajuste de los estabilizadores. Posteriormente se muestran los resultados obtenidos al aplicar la metodología completa “en línea” y de manera independiente en cada generador, diseñando los filtros en tiempo discreto con base en el análisis de la información en el dominio del tiempo de la potencia en terminales y tomando cada estabilizador sus propias decisiones. Se exponen completos y a detalle todos los resultados para el caso más inestable, y de una forma más general los de las otras tres condiciones. El capítulo finaliza mostrando las simulaciones en el tiempo al someter el sistema de prueba a dos perturbaciones, la primera en 1 segundo y la otra en varios instantes de tiempo a lo largo de la simulación.

5.1. SIMULACIÓN DEL SISTEMA DE PRUEBA SIN ESTABILIZADOR

El primer resultado obtenido estuvo de la mano del primer objetivo específico planteado para esta tesis, la simulación del sistema dinámico con la capacidad de presentar al menos una OEBF de tipo interárea (0.1 Hz a 1 Hz). Como ya se ha indicado, se consideraron cuatro casos distintos sobre el mismo sistema base (CEs, COS, CIn, y CMI). En todas las gráficas de este capítulo los Generadores 11, 12, 21 y 22 (Gen 11, Gen 12, Gen 21 y Gen 22) se muestran en color azul, verde, rojo y celeste, respectivamente.

Los resultados obtenidos al perturbar el SdP en $t = 1s$ mediante un cambio tipo escalón de -2% en la referencia de tensión del RAT del Gen11 se muestran en la Figura 5.1. En todos los casos se presenta una OEBF de tipo interárea cuyo amortiguamiento disminuye según sea el caso simulado, pasando de una condición estable a una muy inestable. La simulación se realizó en PSS®E y fue contralada en su totalidad desde Python.

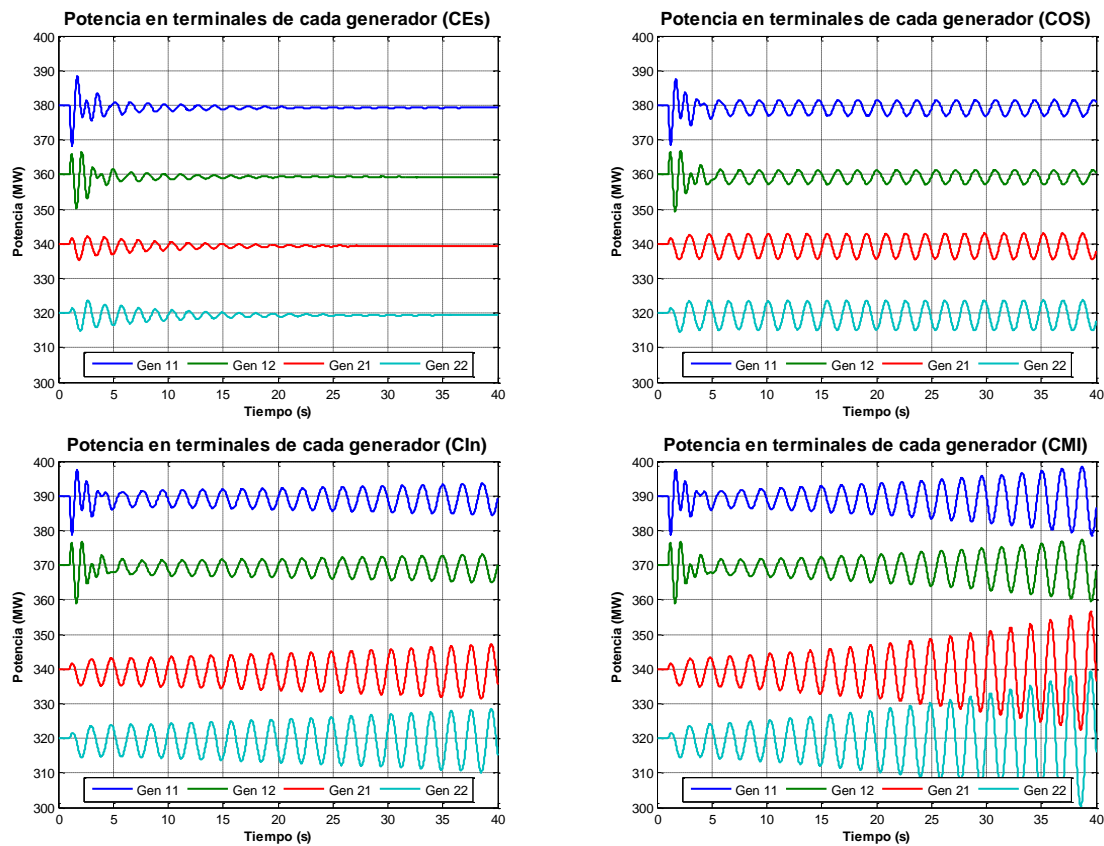


Figura 5.1 Resultados obtenidos al simular el sistema de prueba sin estabilizador de sistemas de potencia

5.2. ALGORITMO DE PRONY

Los resultados obtenidos con el algoritmo de Prony se exponen en 5 condiciones distintas para así mostrar el efecto de los datos de entrada y del factor β sobre la estimación obtenida. La combinación de los 4 casos (Ces, COS, CIn y CMI) con estas 5 condiciones da un total de 20 posibles escenarios. Sin embargo, sólo se muestran a detalle los resultados del CMI para brindar al lector un panorama completo, los restantes casos se retomarán de manera más general al final de esta sección. En todo momento el orden del PPL es $N = 30$ y las estimaciones de cada generador son independientes entre sí. Las condiciones a analizar son las siguientes:

- Condición 1: Desde $t = 1.02$ s hasta $t = 40.00$ s
- Condición 2: Desde $t = 2.02$ s hasta $t = 40.00$ s
- Condición 3: Desde $t = 1.02$ s hasta $t = 3.40$ s (ancho de la ventana deslizante)
- Condición 4: Desde $t = 2.02$ s hasta $t = 4.40$ s (ancho de la ventana deslizante)
- Condición 5: Desde $t = 7.62$ s hasta $t = 10.00$ s (ancho de la ventana deslizante)

Para efectos comparativos entre las diversas condiciones considérese que:

- $\lambda_{k_F} = \sigma_{k_F} \pm j\omega_{k_F}$ es un autovalor cualquiera, donde $k = 1, 2, 3, \dots$ es el subíndice que identifica al autovalor y F es la fuente de la cual se obtuvo, siendo AM el análisis modal y P el análisis de Prony.
- $\bar{\sigma}_{k_P_w,x,y,z}$ es el promedio de la parte real del autovalor λ_{k_P} obtenido para los generadores w, x, y y z .
- $\bar{\omega}_{k_P_w,x,y,z}$ es el promedio de la parte imaginaria (frecuencia) del autovalor λ_{k_P} obtenido para los generadores w, x, y y z .
- Los resultados completos del AM para todos los casos considerados en esta tesis se muestran en el 0.

Los resultados obtenidos para la Condición 1 se muestran en la Tabla 5.1. En este escenario se incluyen las muestras desde que el sistema es perturbado hasta el final de la

simulación (el factor β es 65), por lo que muestra la estimación obtenida en un escenario en que dispone de una gran cantidad de datos para la estimación.

Nótese que:

1. El MdO de mayor energía relativa es el mismo en todos los generadores, la $\bar{\omega}_{1_P_11,12,21,22}$ es 0.5491 Hz y la diferencia con ω_{1_AM} es -0.0014 Hz.
2. La estimación de σ_{1_AM} en el AC2 presenta un menor error que en el AC1. Esto es así pues las primeras muestras de la respuesta en el tiempo de los generadores del AC1 contienen información de la respuesta de sus respectivos RAT ante la perturbación, lo que desmejora la estimación. La influencia en el Gen 12 es menor pero aún apreciable, mientras que en el AC2 prácticamente no hay influencia (su señal en el tiempo es “limpia” para efectos de estimación con Prony).
3. La $\bar{\omega}_{2_P_11,12}$ es de 1.0788 Hz, valor que difiere en -0.0019 Hz con respecto a ω_{2_AM} . Este MdO sólo es estimado en el AC1, lo que es consistente con el AM. Su energía relativa es aproximadamente 30%.
4. La $\bar{\omega}_{3_P_21,22}$ es de 1.1150 Hz, presentando una diferencia con ω_{3_AM} de -0.0381 Hz. Acorde al resultado del AM este MdO sólo es estimado en el AC2. Su energía relativa es prácticamente nula, lo que explica la diferencia en su estimación (σ y ω).

Tabla 5.1 Resultado del análisis de Prony para el caso muy inestable y la Condición 1

| Valor | Generador 11 | Generador 12 | Generador 21 | Generador 22 |
|----------------------------|---|---|---|---|
| T. Inicial [s] | 1.02 | 1.02 | 1.02 | 1.02 |
| T. Final [s] | 40.00 | 40.00 | 40.00 | 40.00 |
| M | 1950 | 1950 | 1950 | 1950 |
| Factor β | 65.00 | 65.00 | 65.00 | 65.00 |
| Autovalores (*) | $\lambda_1 = 0.0151 \pm j3.4538$ $\lambda_2 = -0.7935 \pm j6.7214$ | $\lambda_1 = 0.0231 \pm j3.4517$ $\lambda_2 = -0.6500 \pm j6.8349$ | $\lambda_1 = 0.0395 \pm j3.4473$ $\lambda_3 = -1.8752 \pm j7.0095$ | $\lambda_1 = 0.0386 \pm j3.4467$ $\lambda_3 = -0.3843 \pm j7.0018$ |
| Razón de amort. [%] | -0.4382 11.7244 | -0.6694 9.4677 | -1.1456 25.8432 | -1.1205 5.4803 |
| Energía Rel. (E_y) [%] | 100.0000 27.1830 | 100.0000 32.1974 | 100.0000 0.0000 | 100.0000 0.0000 |
| SNR [dB] | 47.9997 | 53.6911 | 56.8420 | 54.4161 |

(*) Se muestran sólo aquellos autovalores estimados con frecuencia menor o igual a 3 Hz (modos interárea y locales).

5. La menor SNR se obtuvo en el Gen 11, en éste se realizó el cambio en la referencia de tensión terminal para perturbar el sistema. Como ya se indicó, es consecuencia esperable del uso de las primeras muestras luego de la perturbación. La SNR debería ser mayor en una estimación que no considere las primeras muestras luego de la perturbación, como se muestra a continuación.

Los resultados obtenidos para la Condición 2 se muestran en la Tabla 5.2. En este escenario se excluye las primeras muestras luego de perturbar el sistema. Su factor β es 63.33, siendo aún un escenario con gran cantidad de datos para la estimación. Nótese:

1. La diferencia entre $\bar{\omega}_{1_P_11,12,21,22}$ (0.5486 Hz) y ω_{1_AM} mejoró, ahora es -0.0009 Hz.
2. La estimación de σ_{1_AM} se mantuvo aproximadamente igual en el AC2 mientras que mejoró en el AC1 (más evidente en el Gen 11). Esto es consecuencia directa de ignorar las primeras muestras luego de la perturbación, ejemplificando lo indicado en el punto 5 de la Condición 1.
3. La diferencia entre $\bar{\omega}_{2_P_11,12}$ (1.0862 Hz) y ω_{2_AM} ahora es de -0.0093 (aumentó), lo que es esperable debido a que su energía relativa disminuyó (ahora es menos de 2%), lo que significa que este MdO casi no está presente en las muestras seleccionadas. A pesar de esto sólo sigue siendo estimado en el AC1.

Tabla 5.2 Resultado del análisis de Prony para el caso muy inestable y la Condición 2

| Valor | Generador 11 | Generador 12 | Generador 21 | Generador 22 |
|----------------------------|---|---|---|---|
| T. Inicial [s] | 2.02 | 2.02 | 2.02 | 2.02 |
| T. Final [s] | 40.00 | 40.00 | 40.00 | 40.00 |
| M | 1900 | 1900 | 1900 | 1900 |
| Factor β | 63.33 | 63.33 | 63.33 | 63.33 |
| Autovalores (*) | $\lambda_1 = 0.0356 \pm j3.4465$ $\lambda_2 = -0.7002 \pm j6.8226$ | $\lambda_1 = 0.0297 \pm j3.4520$ $\lambda_2 = -0.6376 \pm j6.8267$ | $\lambda_1 = 0.0402 \pm j3.4447$ $\lambda_3 = -0.6748 \pm j7.1925$ | $\lambda_1 = 0.0393 \pm j3.4448$ $\lambda_3 = -0.1670 \pm j6.9629$ |
| Razón de amort. [%] | -1.0337 10.2098 | -0.8590 9.2996 | -1.1677 9.3403 | -1.1421 2.3975 |
| Energía Rel. (E_y) [%] | 100.0000 0.9767 | 100.0000 1.9939 | 100.0000 0.0000 | 100.0000 0.0000 |
| SNR [dB] | 62.5979 | 56.9114 | 68.2261 | 64.8175 |

(*) Se muestran sólo aquellos autovalores estimados con frecuencia menor o igual a 3 Hz (modos interárea y locales)

4. La estimación de ω_{3_AM} también desmejoró. Sin embargo su energía aún es prácticamente nula y sólo es estimado en el AC2.
5. La SNR mejoró en todos los generadores, siendo el mayor cambio en el Gen 11 (como se esperaba). A excepción del Gen 12 la SNR aumentó en al menos 10 dB.

Ahora considérese la Condición 3, en la que la ventana de datos se restringe al factor β seleccionado para esta tesis ($\beta = 4$). Como seguimiento de la Condición 1, se analizará el caso en que la ventana de datos inicia en $t = 1.02$ s. Este escenario muestra el comportamiento de la estimación con una ventana estrecha de datos, la cual incluye los MdO más amortiguados y la respuesta de los RAT ante la perturbación. Los resultados obtenidos se muestran en la Tabla 5.3. En este escenario se observa que:

1. En los generadores 12, 21 y 22 se estima un MdO cuya frecuencia es aproximada a la de λ_{1_AM} , la diferencia entre $\bar{\omega}_{1_P_12,21,22}$ (0.5781 Hz) y ω_{1_AM} es de -0.0304 Hz. En el AC2 corresponde al MdO de mayor energía relativa, mientras que en el Gen 12 su energía relativa es apenas 1.0298%. Como ya se indicó, esto obedece a que el Gen 12 está más influenciado por la dinámica de los RAT ante la perturbación.

Tabla 5.3 Resultado del análisis de Prony para el caso muy inestable y la Condición 3

| Valor | Generador 11 | Generador 12 | Generador 21 | Generador 22 |
|----------------------------|---|---|--|---|
| T. Inicial [s] | 1.02 | 1.02 | 1.02 | 1.02 |
| T. Final [s] | 3.40 | 3.40 | 3.40 | 3.40 |
| M | 120 | 120 | 120 | 120 |
| Factor β | 4.00 | 4.00 | 4.00 | 4.00 |
| Autovalores (*) | $\lambda_a = -0.9692 \pm j4.0510$ $\lambda_2 = -0.6743 \pm j6.7379$ $\lambda_b = -16.478 \pm j8.1049$ | $\lambda_1 = -0.3423 \pm j3.6205$ $\lambda_2 = -0.6721 \pm j6.8437$ $\lambda_c = -24.854 \pm j10.139$ | $\lambda_1 = 0.1146 \pm j3.5642$ $\lambda_d = -1.3424 \pm j5.9471$ $\lambda_e = -13.421 \pm j16.437$ | $\lambda_1 = 0.0148 \pm j3.7128$ $\lambda_f = -1.1618 \pm j7.4035$ |
| Razón de amort. [%] | 23.2682 9.9577 89.7326 | 9.4126 9.7732 92.5918 | -3.2136 22.0184 63.2457 | -0.3977 15.5023 |
| Energía Rel. (E_y) [%] | 0.5495 30.8750 100.0000 | 1.0298 100.0000 0.0256 | 100.0000 0.0735 0.0684 | 100.0000 0.0078 |
| SNR [dB] | 57.5196 | 77.1990 | 68.6965 | 77.9103 |

(*) Se muestran sólo aquellos autovalores estimados con frecuencia menor o igual a 3 Hz (modos interárea y locales)

2. En el AC2 la estimación de σ_{1_AM} ya refleja el comportamiento inestable del MdO pero no precisa correctamente su valor. En el Gen 12 la estimación indica que el MdO es estable, lo que no coincide con el AM y está asociado a su poca presencia en la ventana de muestras utilizada (su energía relativa es apenas 1.0298%).
3. Con respecto a la estimación de λ_{2_AM} en el AC1: la $\bar{\omega}_{2_P_11,12}$ es de 1.0808 Hz, valor que difiere de ω_{2_AM} en -0.0039 Hz; mientras que la $\bar{\sigma}_{2_P_11,12}$ es de -0.6732 s⁻¹, lo que tiene una diferencia de -0.0505 s⁻¹ con σ_{2_AM} . La energía relativa en ambos casos es de aproximadamente 9.85%.
4. En el Gen 11 se observa un MdO identificado como λ_b , que no tiene relación con el resultado del AM y cuya energía relativa es máxima (100%). Su ξ es de 89.7326%, lo que refleja que es un MdO cuya magnitud ha decrecido al 0.67% de su amplitud máxima luego de 303.44 ms. Este MdO aproxima la respuesta al escalón del RAT, no tiene interés para el análisis de estabilidad de pequeña señal y desaparecerá al desplazar en el tiempo la ventana de datos.
5. Los restantes MdO estimados y que se identifican de manera alfabética no tienen correspondencia con el resultado del AM. Todos tienen una energía relativa menor a 0.1% por lo que no son relevantes para el análisis.

Los resultados obtenidos para la Condición 4 se muestran en la Tabla 5.4, en donde el factor β continúa siendo 4. De manera similar a la Condición 2 pero como seguimiento de la Condición 3, la ventana de datos inicia en $t = 2.02$ s. Este escenario muestra el comportamiento de la estimación con una ventana estrecha de datos una vez que los MdO más amortiguados y la respuesta de los RAT ante la perturbación ya no están presentes en la respuesta en el tiempo. Se observa que:

1. Consistente con el AM, en ambas AC se estima el MdO λ_{1_AM} y su comportamiento inestable. La diferencia entre $\bar{\omega}_{1_P_11,12,21,22}$ (0.5472 Hz) y ω_{1_AM} es de 0.0005 Hz, mientras que entre $\bar{\sigma}_{1_P_11,12,21,22}$ (0.0427 s⁻¹) y σ_{1_AM} es de -0.0044 s⁻¹.

Tabla 5.4 Resultado del análisis de Prony para el caso muy inestable y la Condición 4

| Valor | Generador 11 | Generador 12 | Generador 21 | Generador 22 |
|----------------------------|---|---|---|---|
| T. Inicial [s] | 2.02 | 2.02 | 2.02 | 2.02 |
| T. Final [s] | 4.40 | 4.40 | 4.40 | 4.40 |
| M | 120 | 120 | 120 | 120 |
| Factor β | 4.00 | 4.00 | 4.00 | 4.00 |
| Autovalores (*) | $\lambda_1 = 0.0372 \pm j3.3794$ $\lambda_2 = -0.7076 \pm j6.8112$ | $\lambda_1 = 0.0645 \pm j3.5075$ $\lambda_2 = -0.7208 \pm j6.8216$ | $\lambda_1 = 0.0453 \pm j3.4285$ $\lambda_3 = -0.3735 \pm j6.5558$ | $\lambda_1 = 0.0237 \pm j3.4383$ $\lambda_3 = -0.8937 \pm j6.2602$ |
| Razón de amort. [%] | -1.1001 10.3335 | -1.8374 10.5074 | -1.3200 5.6877 | -0.6896 14.1323 |
| Energía Rel. (E_y) [%] | 11.6552 100.0000 | 4.3943 100.0000 | 100.0000 0.0015 | 100.0000 0.0017 |
| SNR [dB] | 84.0842 | 83.8708 | 90.6481 | 80.5917 |

(*) Se muestran sólo aquellos autovalores estimados con frecuencia menor o igual a 3 Hz (modos interárea y locales)

- En el AC2 el MdO λ_{1_AM} tiene la mayor energía relativa, siendo prácticamente despreciable la energía de λ_{3_P} , mientras que en el AC1 su energía relativa está entre 4% y 12%.
- También en concordancia con el AM, el MdO λ_{2_AM} se estima solo en el AC1 y su energía relativa es máxima en esta AC. La diferencia entre $\bar{\sigma}_{2_P_11,12}$ (-0.7142 s^{-1}) y σ_{2_AM} es -0.0095 s^{-1} , y entre $\bar{\omega}_{2_P_11,12}$ (1.0849 Hz) y ω_{2_AM} es -0.0080 Hz .
- De manera similar, sólo en el AC2 se estima el MdO λ_{3_AM} , lo que concuerda con el AM. El $\bar{\omega}_{3_P_21,22}$ es de 1.0199 Hz, lo que difiere de ω_{3_AM} en 0.0570 Hz. Su energía relativa es prácticamente nula, explicando la diferencia en su estimación.
- La SNR de la Condición 4 tiene valores mayores que los obtenidos para la Condición 3, lo que junto con las observaciones anteriores y la desaparición de todos los MdO desde λ_a hasta λ_f (Condición 3) muestra que: los valores de N y β seleccionados para el análisis de Prony son adecuados para esta tesis y que el desplazamiento de la ventana de datos “filtra” los transitorios indeseados mejorando la estimación.

Finalmente, en la Tabla 5.5 se muestran los resultados obtenidos para la Condición 5, en donde la ventana de datos inicia en $t = 7.62$ s y $\beta = 4$. Este escenario muestra el comportamiento de la estimación con una ventana estrecha de datos cuando todos los MdO estables y la respuesta de los RAT han desaparecido, quedando sólo MdO inestables.

Para este escenario se nota que:

1. En ambas AC se estima el MdO λ_{1_AM} , el cual es inestable, concordando con el AM. La diferencia entre $\bar{\omega}_{1_P_11,12,21,22}$ (0.5475 Hz) y ω_{1_AM} es de 0.0002 Hz, mientras que entre $\bar{\sigma}_{1_P_11,12,21,22}$ (0.0415 s^{-1}) y σ_{1_AM} es de -0.0032 s^{-1} . Debido a que los MdO amortiguados prácticamente han desaparecido la energía relativa de este MdO es máxima, mientras que para los restantes MdO es menor a 0.0003%.
2. Los MdO identificados de manera alfabética no tienen correspondencia con el resultado del AM. Todos tienen una energía relativa menor a 0.0003% por lo que no son relevantes para el análisis.
3. Una comparación general entre todos los escenarios analizados muestra que, a excepción del Gen 11 en la Condición 3, la SNR aumenta tras cada caso analizado, evidenciando, una vez más, la conveniencia técnica del desplazamiento de la ventana de datos.

Tabla 5.5 Resultado del análisis de Prony para el caso muy inestable y la Condición 5

| Valor | Generador 11 | Generador 12 | Generador 21 | Generador 22 |
|----------------------------|---|---|---|---|
| T. Inicial [s] | 7.62 | 7.62 | 7.62 | 7.62 |
| T. Final [s] | 10.00 | 10.00 | 10.00 | 10.00 |
| M | 120 | 120 | 120 | 120 |
| Factor β | 4.00 | 4.00 | 4.00 | 4.00 |
| Autovalores (*) | $\lambda_1 = 0.0405 \pm j3.4422$ $\lambda_a = -0.6981 \pm j7.0230$ | $\lambda_1 = 0.0451 \pm j3.4385$ $\lambda_b = -1.0740 \pm j6.5308$ | $\lambda_1 = 0.0397 \pm j3.4393$ $\lambda_c = -5.4447 \pm j15.625$ | $\lambda_1 = 0.0406 \pm j3.4399$ $\lambda_d = -4.1180 \pm j8.8557$ |
| Razón de amort. [%] | -1.1761 9.8917 | -1.3123 16.2272 | -1.1546 32.9062 | -1.1801 42.1657 |
| Energía Rel. (E_y) [%] | 100.0000 0.0001 | 100.0000 0.0002 | 100.0000 0.0000 | 100.0000 0.0000 |
| SNR [dB] | 92.5881 | 85.3764 | 93.1835 | 82.6564 |

(*) Se muestran sólo aquellos autovalores estimados con frecuencia menor o igual a 3 Hz (modos interárea y locales)

En los resultados mostrados hasta este momento se ha colocado la ventana de datos en instantes específicos de tiempo para familiarizar al lector con la información obtenida con el algoritmo de Prony y mostrar la manera en que el ancho y la posición de la ventana afectan la estimación. Sin embargo, resulta evidente que ésta no es la implementación final de esta tesis puesto que el estabilizador actúa “en línea”.

Considerando lo anterior, en la Tabla 5.6 se muestran, para cada caso analizado, los resultados obtenidos con la implementación completa del algoritmo de Prony, es decir: el tiempo de inicio como detallado en el Estado 1 de la sección 4.5 y la detección válida de los MdO como explicado en la sección 4.6.

Tabla 5.6 Resultados de la implementación completa del algoritmo de Prony para cada caso analizado

| Caso / Valor | | Generador 11 | Generador 12 | Generador 21 | Generador 22 |
|-----------------------|-----------------------|--|--|--|--|
| Estable | T. Inicio [s] | 1.04 | 1.06 | 1.14 | 1.18 |
| | T. Final [s] | 4.92 | 5.10 | 4.90 | 4.54 |
| | Autovalores (*) | $\lambda_1 = -0.1039 \pm j4.115$ $\lambda_2 = -0.7090 \pm j6.703$ | $\lambda_1 = -0.1255 \pm j4.096$ $\lambda_2 = -0.7285 \pm j6.717$ | $\lambda_1 = -0.1114 \pm j4.117$ $\lambda_2 = -0.5116 \pm j6.446$ | $\lambda_1 = -0.1540 \pm j4.115$ $\lambda_2 = -0.6133 \pm j6.696$ |
| | Frecuencia Prom. [Hz] | 0.6529 1.0660 | 0.6504 1.0682 | 0.6509 1.0555 | 0.6531 1.0125 |
| Oscilatorio Sostenido | T. Inicio [s] | 1.04 | 1.06 | 1.14 | 1.18 |
| | T. Final [s] | 5.44 | 5.54 | 4.62 | 4.62 |
| | Autovalores (*) | $\lambda_1 = -0.0030 \pm j3.510$ $\lambda_2 = -0.6972 \pm j6.767$ | $\lambda_1 = -0.0060 \pm j3.510$ $\lambda_2 = -0.0734 \pm j6.746$ | $\lambda_1 = 0.0081 \pm j3.519$ $\lambda_2 = -0.3440 \pm j6.567$ | $\lambda_1 = 0.0082 \pm j3.524$ $\lambda_2 = -0.7788 \pm j6.245$ |
| | Frecuencia Prom. [Hz] | 0.5597 1.0748 | 0.5576 1.0717 | 0.5538 1.0485 | 0.5584 0.9955 |
| Inestable | T. Inicio [s] | 1.04 | 1.06 | 1.14 | 1.18 |
| | T. Final [s] | 5.44 | 5.54 | 4.60 | 4.64 |
| | Autovalores (*) | $\lambda_1 = 0.0232 \pm j3.434$ $\lambda_2 = -0.6758 \pm j6.826$ | $\lambda_1 = 0.0095 \pm j3.467$ $\lambda_2 = -0.6983 \pm j6.812$ | $\lambda_1 = 0.0235 \pm j3.457$ $\lambda_2 = -0.3413 \pm j6.562$ | $\lambda_1 = 0.0417 \pm j3.478$ $\lambda_2 = -0.9235 \pm j6.157$ |
| | Frecuencia Prom. [Hz] | 0.5505 1.0835 | 0.5488 1.0816 | 0.5448 1.0542 | 0.5488 0.9972 |
| Muy Inestable | T. Inicio [s] | 1.04 | 1.06 | 1.14 | 1.18 |
| | T. Final [s] | 5.42 | 5.52 | 4.66 | 4.60 |
| | Autovalores (*) | $\lambda_1 = 0.0398 \pm j3.436$ $\lambda_2 = -0.6764 \pm j6.824$ | $\lambda_1 = 0.0269 \pm j3.453$ $\lambda_2 = -0.7054 \pm j6.811$ | $\lambda_1 = 0.0515 \pm j3.460$ $\lambda_2 = -0.3159 \pm j6.659$ | $\lambda_1 = 0.0579 \pm j3.471$ $\lambda_2 = -0.8819 \pm j6.086$ |
| | Frecuencia Prom. [Hz] | 0.5491 1.0835 | 0.5478 1.0817 | 0.5435 1.0568 | 0.5477 0.9869 |

(*) Los valores mostrados corresponden a la última estimación obtenida con el análisis de Prony. Se muestran sólo aquellos autovalores estimados con frecuencia menor o igual a 3 Hz (modos interárea y locales).

Cabe recordar que en los resultados de la Tabla 5.6 el algoritmo de Prony se ejecutó de manera independiente en cada generador y que, al no incluirse aún el efecto de los PSS, la respuesta del SEP fue la determinada por el AM, siendo los resultados mostrados un paso intermedio y no la condición final, como se muestra más adelante.

Con los resultados obtenidos en esta sección se da por satisfecho el segundo objetivo específico de la presente tesis, mostrando que el analizador digital programado en Python con base en el análisis de Prony y una ventana deslizante de ancho constante permite obtener los MdO en que participa un generador específico a partir de la potencia eléctrica en sus terminales, identificando los MdO estables e inestables presentes en la respuesta en el tiempo, los que son caracterizados con su amortiguamiento y frecuencia, brindando el principal insumo para ajustar los filtros del PSS.

5.3. AJUSTE DEL ESTABILIZADOR Y RESULTADOS DE LAZO CERRADO

En esta sección se muestran los resultados obtenidos al ajustar el bloque “Filtros” de cada PSS con la información obtenida del bloque “Algoritmo Prony” y luego incorporar su salida a través del punto suma del RAT, modificando la respuesta en el tiempo del SEP para llevarlo a una nueva condición de equilibrio. De manera similar a la sección anterior, el detalle de todos los resultados intermedios se muestran sólo para el CMI y hacia el final de la sección se incorporan de manera general los resultados de los restantes casos.

Los resultados obtenidos para la impedancia externa, las condiciones iniciales y las constantes del modelo linealizado se muestran en la Tabla 5.7 y no dependen de la estimación de los MdO. A partir de los datos anteriores y utilizando las ecuaciones (4.11) y (4.12) se determinó la fase (θ) del conjunto RAT_G (desde ΔV_{t_Ref} hasta ΔT_e), resultados mostrados en la Figura 5.2 para el rango desde 0 Hz hasta 3 Hz. Nótese que la fase es negativa y, para este caso específico, la fase en el rango de frecuencias de interés no es inferior a -120° , por lo que indistintamente de la(s) frecuencia(s) de oscilación del SEP se requerirán como máximo dos bloques de adelanto-atraso en cada PSS.

Tabla 5.7 Impedancia externa, condiciones iniciales y constantes del modelo linealizado de cada generador para el caso muy inestable

| Variable (*) | Generador 11 | Generador 12 | Generador 21 | Generador 22 |
|--|-----------------------------|------------------------------|------------------------------|-----------------------------|
| Impedancia externa [PU] | $0.0164 + j0.0279$ | $0.0165 + j0.0205$ | $0.0136 + j0.0081$ | $0.0136 + j0.0155$ |
| Tensión terminal [PU] | $1.0500 \angle 0.00^\circ$ | $1.0400 \angle 0.00^\circ$ | $1.0400 \angle 0.00^\circ$ | $1.0500 \angle 0.00^\circ$ |
| Potencia aparente [PU] | $0.7800 + j0.1085$ | $0.7400 + j0.6495$ | $0.6800 + j0.6864$ | $0.6400 + j0.0916$ |
| Corriente generador [PU] | $0.7500 \angle -7.92^\circ$ | $0.9468 \angle -41.28^\circ$ | $0.9290 \angle -45.97^\circ$ | $0.6157 \angle -8.14^\circ$ |
| Tensión barra infinita [PU] | $1.0351 \angle -1.05^\circ$ | $1.0154 \angle -0.24^\circ$ | $1.0258 \angle 0.21^\circ$ | $1.0404 \angle -0.46^\circ$ |
| Posición eje "q" (δ) [$^\circ$] | 40.19 | 26.23 | 23.79 | 35.31 |
| Tensión terminal en referencia "qd" [PU] | $0.8121 - j0.6776$ | $0.9329 - j0.4597$ | $0.9517 - j0.4195$ | $0.8568 - j0.6069$ |
| Corriente de generador en referencia "qd" [PU] | $0.5008 - j0.5583$ | $0.3622 - j0.8747$ | $0.3321 - j0.8676$ | $0.4470 - j0.4235$ |
| Magnitud de tensión int. transitoria en eje "q" [PU] | 0.9466 | 1.1588 | 1.1757 | 0.9664 |
| K_1 | 2.2068 | 2.0602 | 2.0487 | 1.9844 |
| K_2 | 2.4752 | 1.7686 | 1.6670 | 2.2881 |
| K_3 | 0.1982 | 0.2069 | 0.2005 | 0.1905 |
| K_4 | 2.7239 | 1.6902 | 1.5962 | 2.5486 |
| K_5 | 0.0527 | 0.0405 | 0.0300 | 0.0488 |
| K_6 | 0.1111 | 0.0924 | 0.0488 | 0.0748 |

(*)Valores en PU con una potencia base de 500 MVA y una tensión base de 230 kV

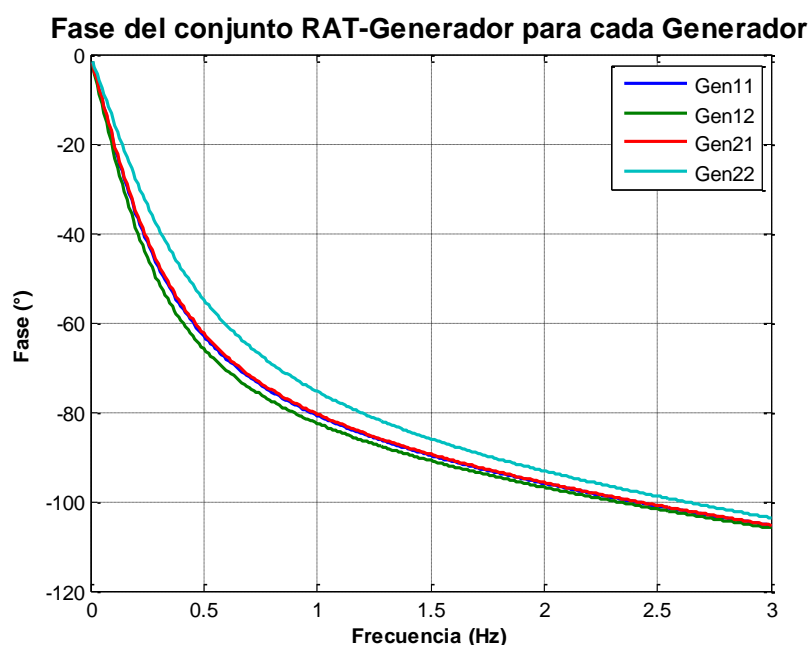


Figura 5.2 Fase del conjunto RAT-Generador en el rango desde 0 Hz hasta 3 Hz

Volviendo a la simulación, en la Figura 5.3 se muestra la respuesta en el tiempo al incorporar PSS a todos los generadores. Antes de detallar los resultados obtenidos se recuerda al lector que como los PSS actúan “en línea” e independientes entre sí, cuando un estabilizador es incorporado a la simulación la respuesta del SEP es modificada, cambiando los MdO estimados en los otros generadores. Por lo anterior, sólo el resultado del primer generador que estime los MdO son con toda certeza los mismos de la sección 5.2. Para los restantes generadores los resultados podrían o no ser los mismos.

Como ya indicado, en $t = 1$ s el SEP es perturbado e inicia la respuesta oscilatoria del sistema. Unos instantes después el bloque “Controlador” de cada PSS detecta individualmente la presencia de la condición transitoria e indica al bloque “Algoritmo Prony” que inicie la estimación. Como indicado en la Tabla 5.6, el tiempo de inicio fue 1.04 s para el Gen11, 1.06 s para Gen12, 1.14 s para Gen21 y 1.18 s para Gen22.

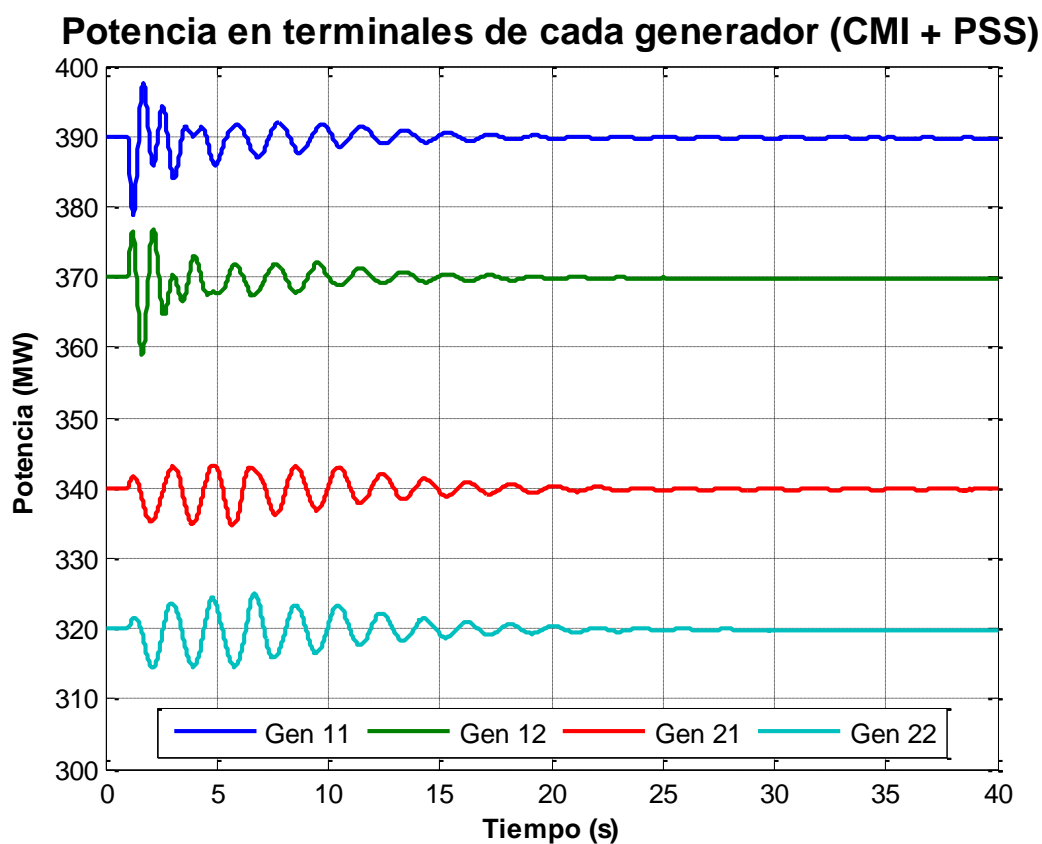


Figura 5.3 Simulación obtenida para el caso muy inestable al incluir PSS en todos los generadores

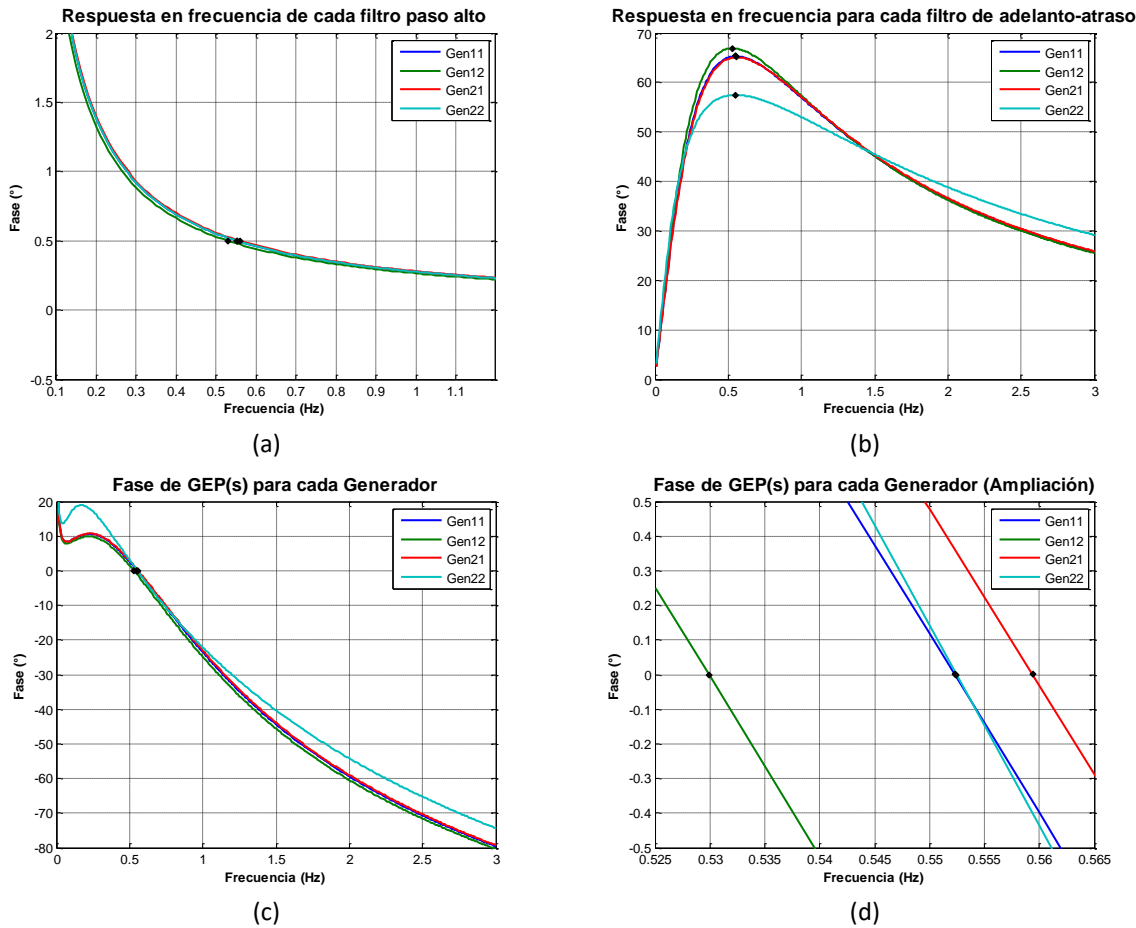


Figura 5.4 Respuestas en frecuencias del bloque “Filtros” de cada PSS y de $GEP(s)$ para cada generador

En $t = 4.6$ s el bloque “Algoritmo Prony” del PSS del Gen22 da por válida la estimación de los MdO presentes en la potencia en sus terminales. En este mismo instante de tiempo indica al bloque “Ajustes” que determine las constantes del bloque “Filtros” y conmuta el interruptor S a la posición b , iniciando un ciclo después ($t = 4.62$ s) el aporte al punto suma de su RAT. Luego de esto la simulación continúa incluyendo ahora el aporte del PSS del Gen22. El proceso anterior se repite en $t = 5.70$ s, $t = 6.02$ s y $t = 9.22$ s en los generadores Gen11, Gen21 y Gen12, respectivamente. La Figura 5.4 muestra la respuesta en frecuencia del bloque “Filtros” de cada PSS y de $GEP(s)$, los puntos marcados en color negro son puntos de interés como por ejemplo θ_d (a), θ_{nc} (b) y $\angle GEP(s)$ (c y d).

Como complemento, la Figura 5.5 muestra el segundo cuadrante del LdR para cada PSS (el tercer cuadrante no se muestra por ser un reflejo del segundo). Los puntos y las

líneas de color rojo y azul muestran la razón de amortiguamiento a la ganancia seleccionada, mientras que la línea color rosado representa la condición $\xi = 30\%$. Nótese que, para este caso específico, sólo en el Gen22 fue posible alcanzar el valor de 30%, por lo que para los restantes generadores se selecciona la ganancia que provee el mayor amortiguamiento.

Luego, la simulación continúa hasta $t = 34.30\text{ s}$, momento en el que el PSS ubicado en el Gen12 determina que éste ya se encuentra en régimen permanente y cambia del “Estado 3” al “Estado 1” (de “Amortiguando” a “Observando”). Este mismo proceso tiene lugar en $t = 36.20\text{ s}$, $t = 38.92\text{ s}$ y $t = 38.98\text{ s}$ en los generadores Gen11, Gen21 y Gen22, respectivamente. Una vez que todos los PSS están en el “Estado 1” la simulación continúa en régimen permanente sin que éstos actúen hasta concluir en $t = 40\text{ s}$.

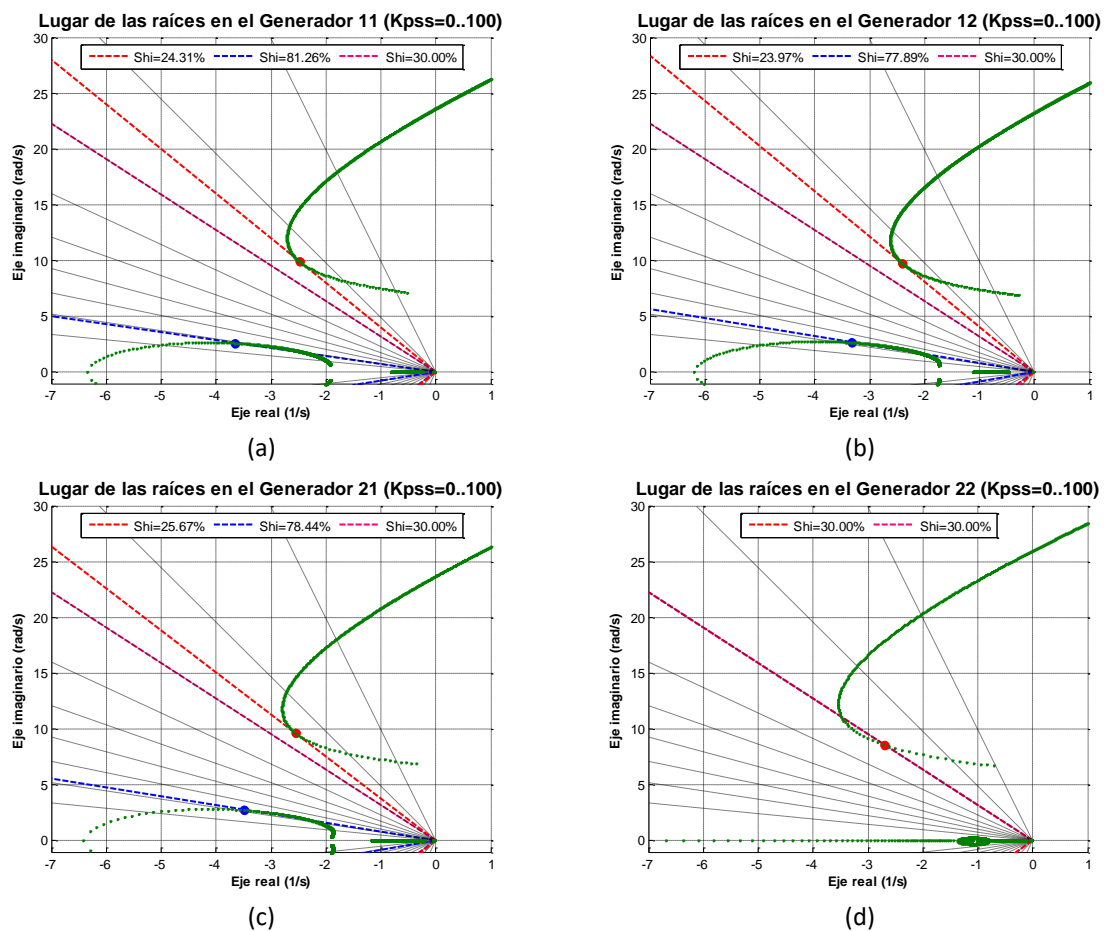


Figura 5.5 Segundo cuadrante del lugar de las raíces en cada generador del sistema del CMI

Los resultados completos y detallados del PSS de cada generador se muestran en la Tabla 5.8, mientras que en la Figura 5.6 se muestra el estado interno del bloque “Controlador” del PSS de cada generador a lo largo del tiempo.

Tabla 5.8 Resultados completos y detallados para el caso muy inestable con PSS en todos los generadores

| Valor | | Generador 11 | Generador 12 | Generador 21 | Generador 22 | |
|---------------------------------|------------------------|---|--|---|---|------------|
| Tiempo 1-2 [s] (*) | | 1.04 | 1.06 | 1.14 | 1.18 | |
| Tiempo 2-3 [s] (*) | | 5.70 | 9.22 | 6.02 | 4.60 | |
| Tiempo 3-1 [s] (*) | | 36.20 | 34.30 | 38.92 | 38.98 | |
| Autovalores (**) | | $\lambda_1 = 0.0439 \pm j3.470$ $\lambda_2 = -0.6991 \pm j6.830$ | $\lambda_1 = -0.1044 \pm j3.330$ $\lambda_2 = -0.6134 \pm j6.542$ | $\lambda_1 = 0.0318 \pm j3.515$ $\lambda_2 = -2.5619 \pm j18.37$ | $\lambda_1 = 0.0579 \pm j3.471$ $\lambda_2 = -0.8819 \pm j6.086$ | |
| Amortiguamiento Relativo [%] | | $\xi_1 = -1.26$ $\xi_2 = 10.18$ | $\xi_1 = 3.13$ $\xi_2 = 9.34$ | $\xi_1 = -0.90$ $\xi_2 = 13.81$ | $\xi_1 = -1.67$ $\xi_2 = 14.34$ | |
| Criterio Ajuste | | 1F | 1F | 1F | 1F | |
| ω_n [Hz] | | 0.5523 | 0.5299 | 0.5594 | 0.5525 | |
| θ_n [°] | | -65.80 | -67.41 | -65.60 | -57.97 | |
| Tiempo Continuo | T_W | 33.0202 | 34.4158 | 32.6028 | 33.0112 | |
| | N | 2 | 2 | 2 | 1 | |
| | T_1 | 0.5269 | 0.5584 | 0.5192 | 0.9874 | |
| | T_2 | 0.1576 | 0.1615 | 0.1559 | 0.0840 | |
| | K_{PSS} | 4.1980 | 5.5927 | 2.6159 | 1.5658 | |
| Tiempo Discreto | Filtro Paso Alto | a_0 | 0.999697 | 0.999709 | 0.999693 | 0.999697 |
| | | a_1 | -0.999697 | -0.999709 | -0.999693 | -0.999697 |
| | | b_0 | 1.000000 | 1.000000 | 1.000000 | 1.000000 |
| | | b_1 | -0.999394 | -0.999419 | -0.999387 | -0.999394 |
| | Filtro Adelanto-Atraso | a_0 | 43.079859 | 61.313786 | 26.603392 | 16.606189 |
| | | a_1 | -82.959154 | -118.313111 | -51.195785 | -16.273210 |
| | | a_2 | 39.930076 | 57.075224 | 24.630397 | 0.000000 |
| | | b_0 | 1.000000 | 1.000000 | 1.000000 | 1.000000 |
| | | b_1 | -1.761335 | -1.766803 | -1.758934 | -0.787344 |
| | | b_2 | 0.775575 | 0.780398 | 0.773462 | 0.000000 |

(*) Tiempo A-B representa el instante de tiempo en que el bloque “Controlador” del PSS transfiere del “Estado A” al “Estado B”

(**) Los valores mostrados corresponden a la última estimación obtenida con el análisis de Prony. Se muestran sólo aquellos autovalores estimados con frecuencia menor o igual a 3 Hz (modos interárea y locales).

Estado del bloque "Controlador" de cada PSS (CMI + PSS)

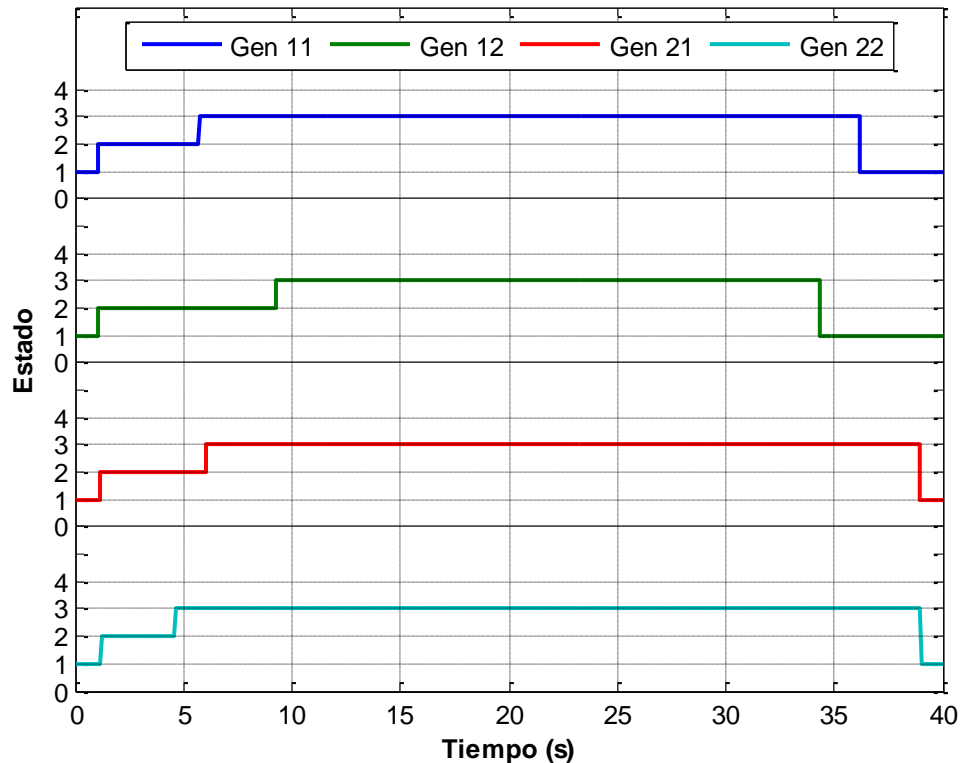


Figura 5.6 Estado del bloque "Controlador" de los PSS de cada generador a lo largo del tiempo

Nótese como la inclusión de los PSS modificó el comportamiento dinámico del SEP, cambiando su respuesta inestable por una condición de equilibrio, en donde la potencia de salida es estable en todos los generadores a pesar de que los estabilizadores ya no están actuando, como se evidencia en la Figura 5.6.

Al observar más detalladamente la Tabla 5.8 se nota que el amortiguamiento relativo del MdO de menor frecuencia era de -1.67% cuando el primer PSS (Gen22) inició el aporte al punto suma de su RAT, valor que aumentó tras el aporte de cada PSS, pasando a -1.26% antes segundo PSS (Gen11), luego a -0.90% antes del tercer PSS (Gen21) y finalmente ya era positivo (3.13%) antes del último PSS.

En el caso anterior todos los PSS fueron ajustados utilizando el criterio 1F pues sólo uno de los MdO estimados era pobremente amortiguado. Sin embargo, y para fines únicamente ilustrativos, se mostrará un resumen de los principales resultados al aumentar $\xi_{Lím}$ de 5% a 10% y así forzar el ajuste de al menos uno de los PSS con el criterio 2F.

Con base en lo anterior, en la Figura 5.7 se muestran los resultados obtenidos para el CMI incluyendo PSS en todos los generadores pero considerando $\xi_{Lím} = 10\%$ en cada uno de ellos. En este caso, el PSS del Gen12 utilizó el criterio 2F para determinar su ajuste. Similar a las figuras anteriores, los puntos en color negro son de interés en cada gráfica.

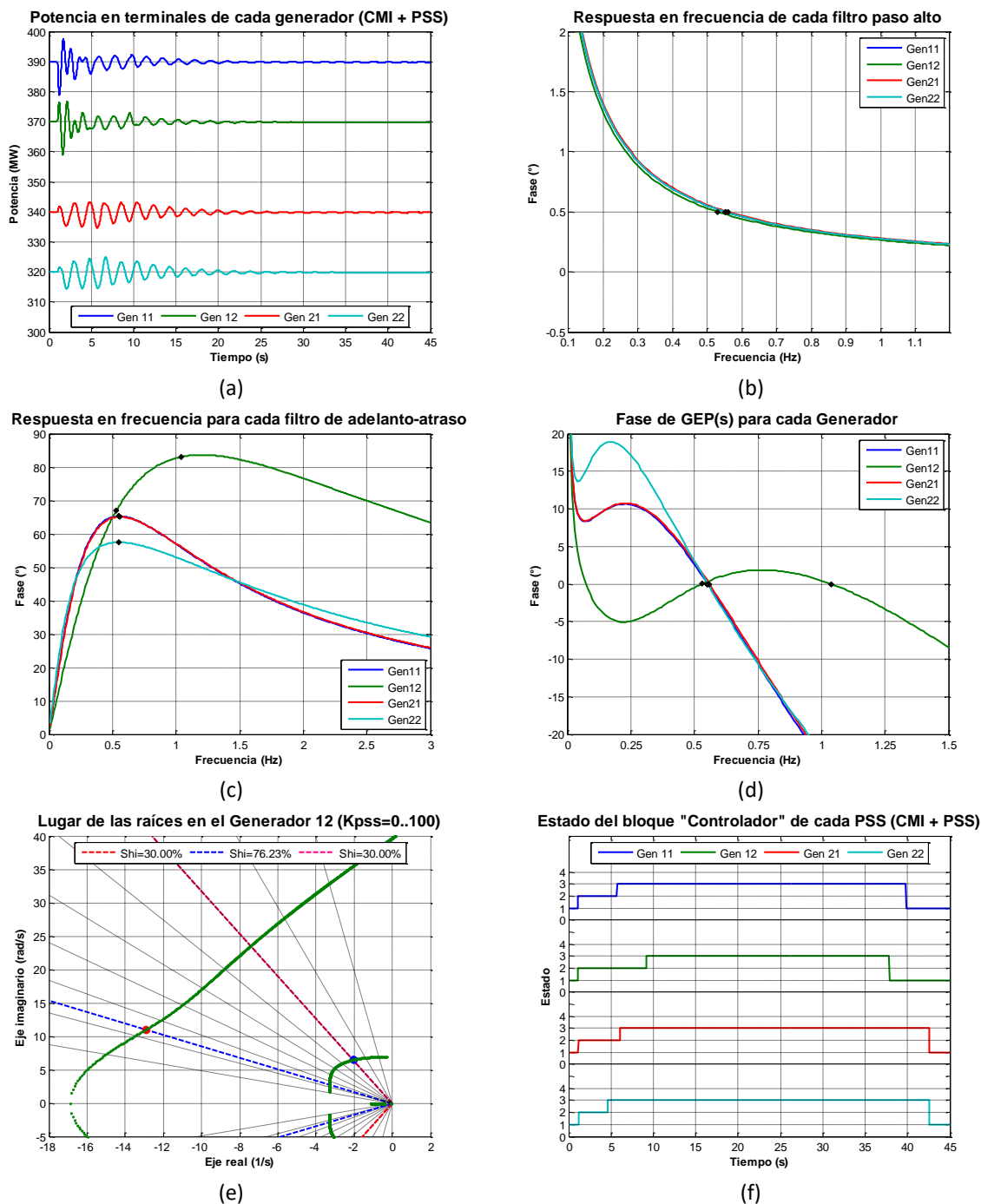


Figura 5.7 Resultados obtenidos para el CMI al incluir PSS en todos los generadores con $\xi_{Lím} = 10\%$

Nótese que:

- (a): La respuesta total del SEP nuevamente alcanza un punto de equilibrio.
- (b): No hay diferencia apreciable en la respuesta en frecuencia de los filtros paso alto.
- (c): La respuesta en frecuencia de los filtros de adelanto-atraso se ajusta de manera que ahora se satisfacen ambas condiciones de fase, lo que provoca que para frecuencias mayores a la del MdO de menor frecuencia la fase del filtro continúe aumentando (con el criterio 1F la fase disminuye luego de este punto).
- (d): Situación similar a la anterior se presenta con la fase de $GEP(s)$.
- (e): El LdR es distinto y al aumentar la ganancia un polo se mueve sobre una ruta estable mientras que el otro se mueve sobre una ruta inestable, lo que permite alcanzar el amortiguamiento deseado ($\xi = 30\%$).
- (f): Los PSS continúan siendo independientes entre sí, adaptándose a las nuevas condiciones a pesar de que, en este caso, se requiere más de tiempo para que todos retornen al “Estado 1”.

Los resultados completos y detallados del PSS de cada generador al considerar $\xi_{Lím} = 10\%$ se muestran en la Tabla 5.9. Consistentemente con el cambio realizado los resultados del PSS del Gen22, el Gen11 y el Gen21 no sufrieron alteración alguna pues únicamente un MdO satisface que $\xi \leq 10\%$. De manera similar, el tiempo de transferencia del “Estado 2” al “Estado 3”, los MdO estimados y su razón de amortiguamiento también son los mismos.

Sin embargo, debido al cambio de $\xi_{Lím}$, ahora el bloque “Filtros” del PSS del Gen12 se ajusta con el criterio 2F, por lo que compensa las fases $\theta_{1,2}$ que corresponden a $\omega_{1,2}$ de los dos MdO estimados, siendo su ajuste diferente al mostrado en la Tabla 5.8 partir de la incorporación de dicho PSS los resultados de la simulación cambian con respecto al caso con $\xi_{Lím} = 5\%$. Pero, finalmente la acción de los PSS logra estabilizar al SEP como un todo y llevarlo a un nuevo punto de equilibrio, en el que la potencia en todos los generadores es prácticamente constante.

Tabla 5.9 Resultados completos y detallados del CMI al incluir PSS en todos los generadores con $\xi_{Lim} = 10\%$

| Valor | | Generador 11 | Generador 12 | Generador 21 | Generador 22 | |
|------------------------------|------------------------|---|--|---|---|------------|
| Tiempo 1-2 [s] (*) | | 1.04 | 1.06 | 1.14 | 1.18 | |
| Tiempo 2-3 [s] (*) | | 5.70 | 9.22 | 6.02 | 4.60 | |
| Tiempo 3-1 [s] (*) | | 39.80 | 37.84 | 42.52 | 42.56 | |
| Autovalores (**) | | $\lambda_1 = 0.0439 \pm j3.470$ $\lambda_2 = -0.6991 \pm j6.830$ | $\lambda_1 = -0.1044 \pm j3.330$ $\lambda_2 = -0.6134 \pm j6.542$ | $\lambda_1 = 0.0318 \pm j3.515$ $\lambda_2 = -2.5619 \pm j18.37$ | $\lambda_1 = 0.0579 \pm j3.471$ $\lambda_2 = -0.8819 \pm j6.086$ | |
| Amortiguamiento Relativo [%] | | $\xi_1 = -1.26$ $\xi_2 = 10.18$ | $\xi_1 = 3.13$ $\xi_2 = 9.34$ | $\xi_1 = -0.90$ $\xi_2 = 13.81$ | $\xi_1 = -1.67$ $\xi_2 = 14.34$ | |
| Criterio Ajuste | | 1F | 2F | 1F | 1F | |
| ω_n [Hz] | | 0.5523 | 0.5299 y 1.0412 | 0.5594 | 0.5525 | |
| θ_n [°] | | -65.80 | -67.41 y -83.36 | -65.60 | -57.97 | |
| Tiempo Continuo | T_W | 33.0202 | 34.4158 | 32.6028 | 33.0112 | |
| | N | 2 | 2 | 2 | 1 | |
| | T_1 | 0.5269 | 0.2961 | 0.5192 | 0.9874 | |
| | T_2 | 0.1576 | 0.0591 | 0.1559 | 0.0840 | |
| | K_{PSS} | 4.1980 | 5.6949 | 2.6159 | 1.5658 | |
| Tiempo Discreto | Filtro Paso Alto | a_0 | 0.999697 | 0.999709 | 0.999693 | 0.999697 |
| | | a_1 | -0.999697 | -0.999709 | -0.999693 | -0.999697 |
| | | b_0 | 1.000000 | 1.000000 | 1.000000 | 1.000000 |
| | | b_1 | -0.999394 | -0.999419 | -0.999387 | -0.999394 |
| | Filtro Adelanto-Atraso | a_0 | 43.079859 | 111.723629 | 26.603392 | 16.606189 |
| | | a_1 | -82.959154 | -208.845336 | -51.195785 | -16.273210 |
| | | a_2 | 39.930076 | 97.598814 | 24.630397 | 0.000000 |
| | | b_0 | 1.000000 | 1.000000 | 1.000000 | 1.000000 |
| | | b_1 | -1.761335 | -1.421115 | -1.758934 | -0.787344 |
| | | b_2 | 0.775575 | 0.504892 | 0.773462 | 0.000000 |

(*) Tiempo A-B represente el instante de tiempo en el bloque "Controlador" del PSS transfiere del "Estado A" al "Estado B"

(**) Los valores mostrados corresponden a la última estimación obtenida con el análisis de Prony. Se muestran sólo aquellos autovalores estimados con frecuencia menor o igual a 3 Hz (modos interárea y locales).

Ahora se retomarán los otros casos simulados, mostrando sólo los resultados en el dominio del tiempo de la potencia en los terminales y del estado interno del bloque "Controlador" del PSS para cada generador. En la Figura 5.8 se muestran los resultados del CE y del COS, mientras que para el CIn y el CMI se exponen en la Figura 5.9 (los resultados del CMI se repiten para facilitar la comparación al lector). En todos los casos $\xi_{Lim} = 5\%$.

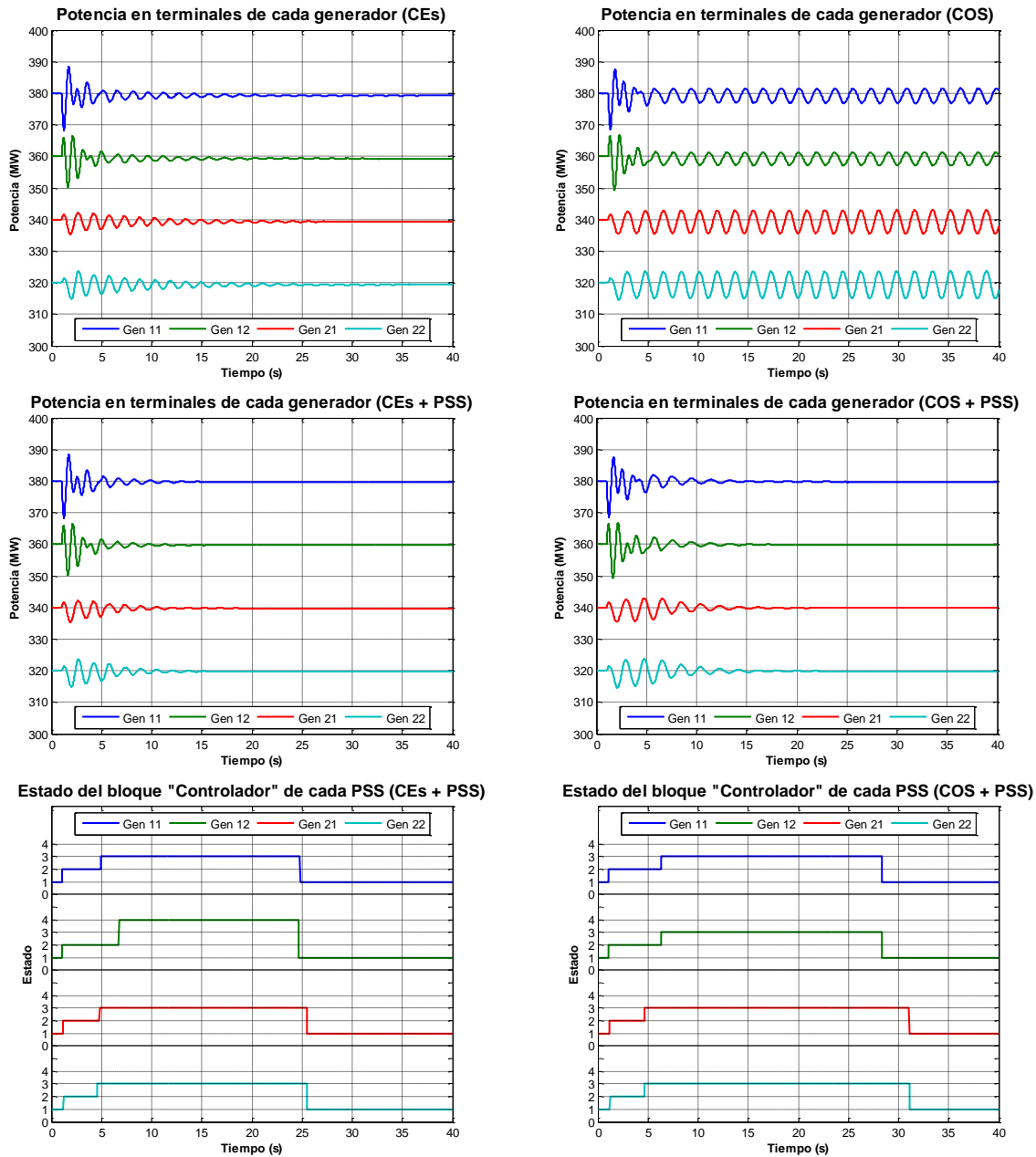


Figura 5.8 Resultados obtenidos para el CE y el COS al incluir PSS en todos los generadores

En términos generales, nótese que aún en el CE los PSS modifican la respuesta en el tiempo del sistema, aumentando el amortiguamiento de los MdO presentes. Así mismo, cuando el PSS del Gen12 da por válida la estimación de los MdO éstos ya tienen un $\xi_{Lim} > 5\%$, por lo que avanza directamente del “Estado 2” al “Estado 4”. Además, entre menor sea el amortiguamiento de los MdO del SEP sin PSS, más tiempo permanecen los PSS en el “Estado 3 – Amortiguando”.

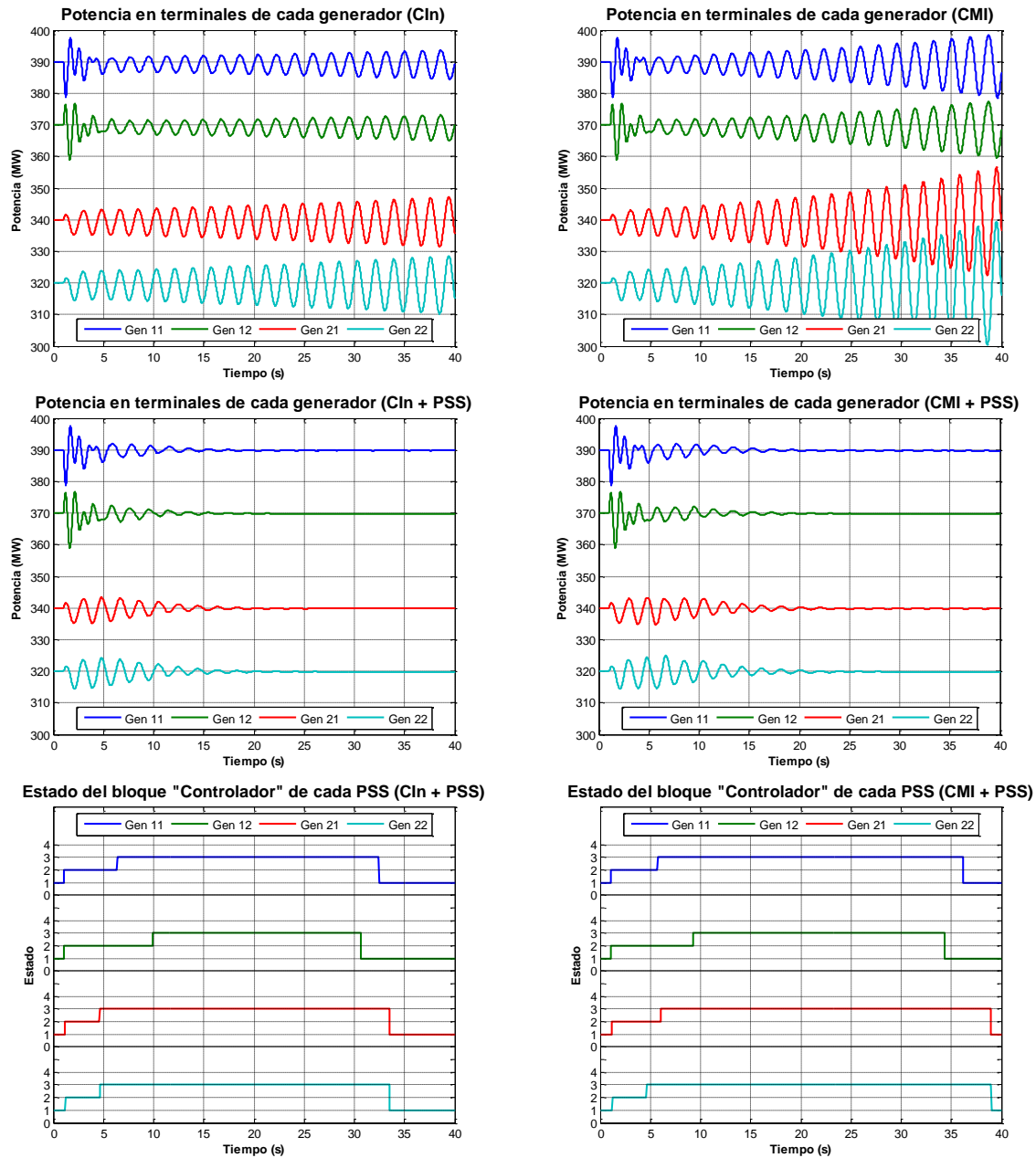


Figura 5.9 Resultados obtenidos para el CIn y el CMI al incluir PSS en todos los generadores

Ahora se muestran los resultados obtenidos al someter al SEP a dos perturbaciones en una misma simulación. La primera tuvo lugar en $t = 1\text{ s}$ y fue la perturbación utilizada en las simulaciones anteriores; la segunda fue un cambio tipo escalón de +2% en la referencia de tensión del RAT del Gen11 (regresando el SEP a la condición original). Nuevamente se tomó como referencia el CMI y la segunda perturbación (2^{da}P) se realizó en $t = 4\text{ s}$, $t = 5\text{ s}$, $t = 6\text{ s}$, $t = 30\text{ s}$, $t = 36\text{ s}$, $t = 37\text{ s}$, $t = 38\text{ s}$ y $t = 46\text{ s}$ para mostrar el

comportamiento del PSS de cada generador, la independencia entre ellos, su capacidad para tomar decisiones, ajustarse en función de los MdO estimados y proveer o no amortiguamiento en función del ξ estimado.

En la Figura 5.10 se muestran los resultados correspondientes a la potencia en terminales de cada generador, se nota que cuando la 2^{da}P se realizó en $t=4$ s y en $t=46$ s las oscilaciones de potencia presentaron la mayor amplitud y duración en el tiempo debido a que aún ninguno de los PSS se encontraba en el “Estado 3”, siendo $t=4$ s el caso más severo. En contra parte, cuando la 2^{da}P se realizó en $t=30$ s la duración es la menor de todas pues los PSS ya habían sido ajustados debido a la perturbación previa y además se encontraban en el “Estado 3”, siendo este caso el que más se aproxima a un ajuste “fuera de línea” tradicional. En los restantes casos la cantidad de PSS en el “Estado 3” varía, cambiando también la duración y magnitud de las oscilaciones de potencia.

Como complemento, en la Figura 5.11 se muestra el estado del bloque “Controlador” de cada PSS, nótese que cada estabilizador toma sus propias decisiones en función de la potencia en sus terminales. Cuando la 2^{da}P se realiza en $t=4$ s se retrasa el momento en que todos los PSS del SEP cambian al “Estado 3” (al compararlo cuando sólo se presenta una perturbación), esto debido a que toma más tiempo satisfacer el criterio propuesto para dar por válida la estimación de los MdO. Situación similar sucede en $t=5$ s y $t=6$ s para los PSS que aún no están en el “Estado 3”. En contra parte, cuando la 2^{da}P tiene lugar en $t=30$ s el bloque “Controlador” retrasa el cambio del “Estado 3” al “Estado 1” pues considera que los generadores aún se encuentran en régimen transitorio, por lo que aún deben proveer amortiguamiento adicional al SEP. En los casos en que la 2^{da}P se presenta en $t=36$ s, $t=37$ s y $t=38$ s, algunos de los PSS conmutan por un breve lapso al “Estado 1” y luego, ante la perturbación, cambian nuevamente al “Estado 2” y después al “Estado 3”, para finalmente llevar una vez más al SEP a una condición de equilibrio. Cuando la 2^{da}P se da $t=48$ s el proceso es similar al que tiene lugar para la primera perturbación.

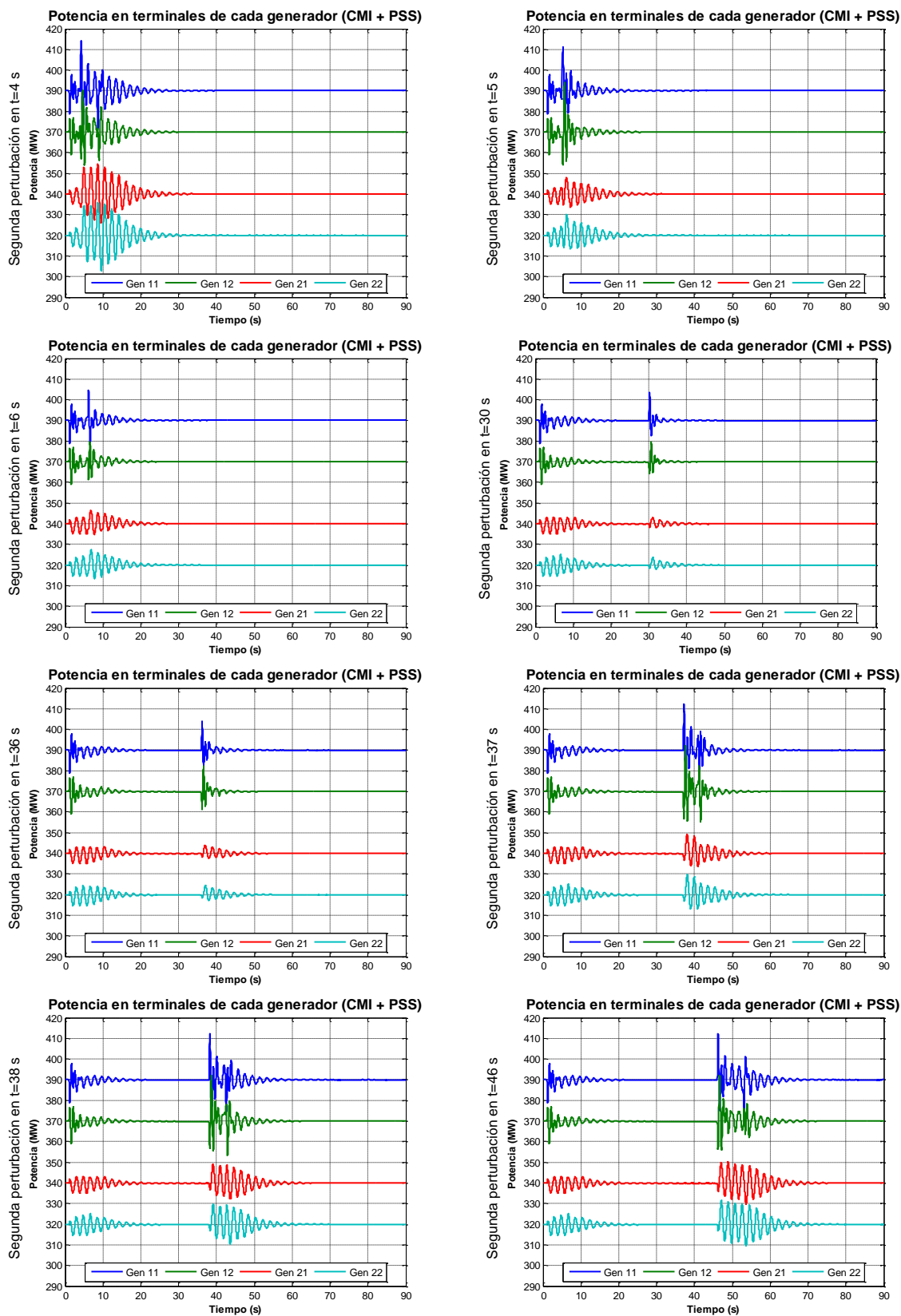


Figura 5.10 Potencia en cada generador del CMI+PSS al provocar una segunda perturbación en el SEP

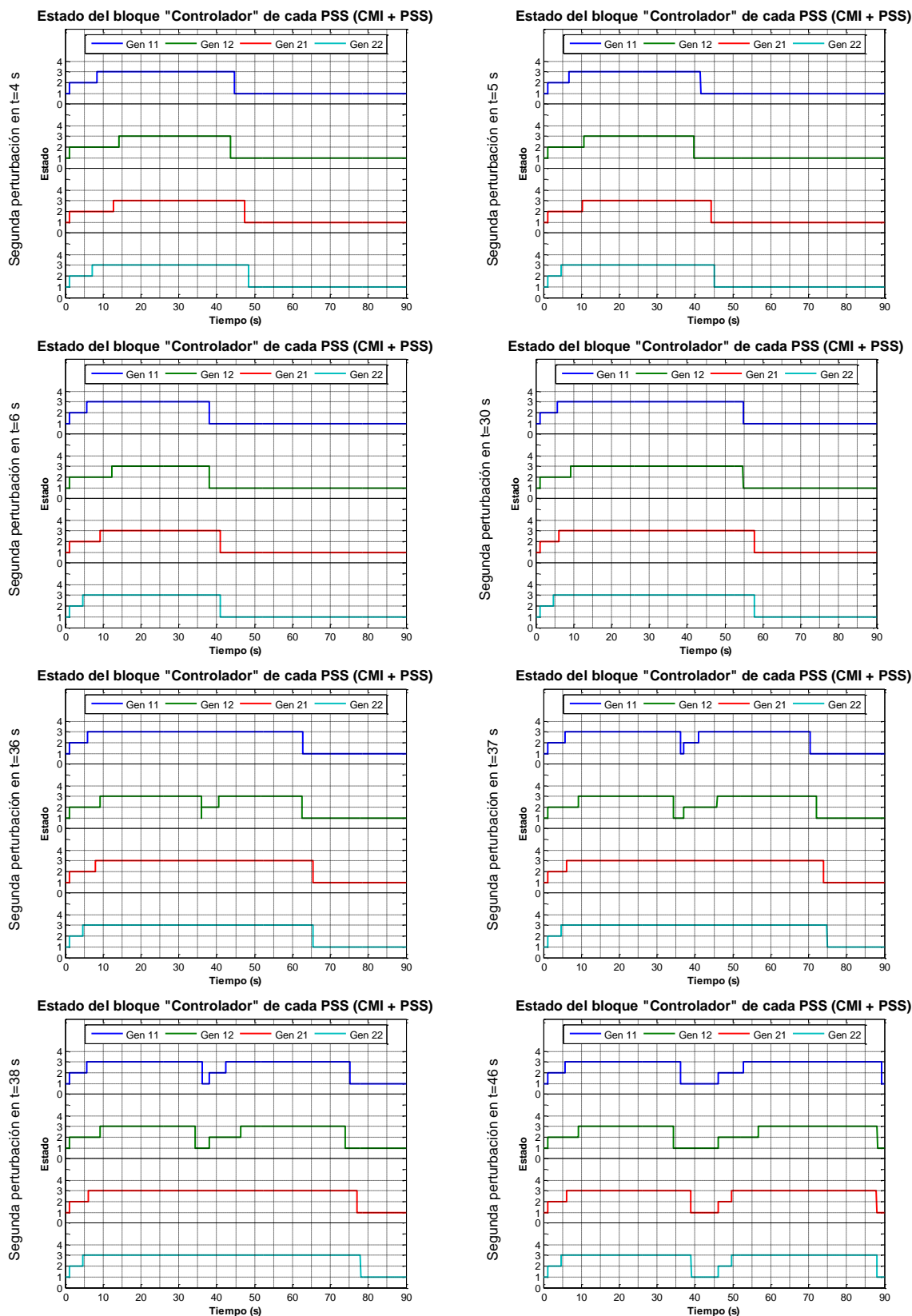


Figura 5.11 Estado del bloque "Controlador" de cada PSS al provocar una segunda perturbación en el SEP

Los resultados mostrados en esta sección son evidencia del cumplimiento de los objetivos específicos 3 y 4 planteados para esta tesis (ver sección 1.6), mostrando que los filtros en TD pueden ser diseñados a partir de filtros en TC cuidadosamente ajustados a partir de la información suministrada por el análisis de Prony, y que a partir de la frecuencia en los terminales de un generador se pueden utilizar dichos filtros para proveer una señal adicional en el punto suma del RAT capaz de aumentar el amortiguamiento de una OEBF pobremente amortiguada de tipo interárea.

5.4. ROBUSTEZ Y ADAPTABILIDAD DE LA SOLUCIÓN PROPUESTA

En esta sección, y de forma adicional a los objetivos planteados, se muestran los resultados obtenidos al emplear la metodología propuesta cuando la información disponible para ajustar el bloque “Filtros” no se apega totalmente a los datos del SEP simulado, evaluando así la robustez y adaptabilidad de la solución planteada. Para ello se tomaron como referencia dos escenarios distintos, y que se detallan a continuación:

- Escenario 1: Con base en el CES se consideró que la línea de transmisión L_{13-23} (ver Figura 4.3) estaba constituida por 3 líneas paralelas con una impedancia de 0.30 PU cada una (manteniendo así todas las condiciones originales del CES) y se simuló la desconexión de una de estas líneas. Lo anterior representa un escenario en que la topología de la red, y por tanto la impedancia externa vista desde los terminales de todos los generadores, cambia abruptamente sin que se modifique en ningún momento el valor de impedancia utilizado para ajustar el bloque “Filtros”.
- Escenario 2: Regresando nuevamente al CMI, para la simulación en PSS®E se utilizaron las mismas condiciones ya detalladas (ver Apéndice A). Pero, para ajustar el bloque “Filtros” de todos los estabilizadores se modificaron los parámetros del RAT en $\pm 20\%$ del valor empleado en PSS®E. Este escenario refleja una condición en que los parámetros estimados para representar la dinámica de los RAT tienen una diferencia considerable con respecto a los valores reales del equipo.

Con base en lo anterior, la respuesta de la potencia de todos los generadores para el Escenario 1 se muestra en la Figura 5.12, mientras que en la Tabla 5.10 se detallan los principales resultados internos de cada PSS. Nótese que la simulación de la izquierda no tiene PSS y en un sentido estricto es estable, pero pobremente amortiguada, situación indeseable en un SEP. Por otra parte, en la simulación de la derecha (con PSS) la respuesta inicial es igualmente abrupta producto de la fuerte perturbación. Pero, una vez que los estabilizadores analizaron la potencia, determinaron el ajuste del bloque “Filtros” e iniciaron el aporte a través del punto suma, el amortiguamiento de los MdO presentes aumenta y con ello disminuye la duración en el tiempo de las oscilaciones de potencia.

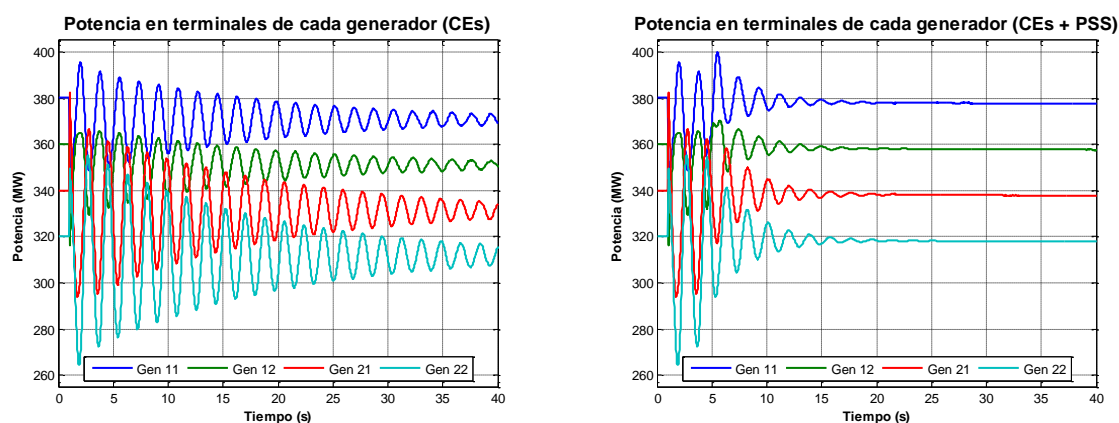


Figura 5.12 Potencias obtenidas sin y con PSS al perturbar el SdP desconectando una línea de transmisión

Tabla 5.10 Principales resultados internos de cada PSS obtenidos al desconectar una línea de transmisión

| Valor | Generador 11 | Generador 12 | Generador 21 | Generador 22 |
|------------------------------|--|--|--|--|
| Tiempo 1-2 [s] (*) | 1.02 | 1.02 | 1.02 | 1.02 |
| Tiempo 2-3 [s] (*) | 4.38 | 4.42 | 4.38 | 4.38 |
| Autovalores (*) | $\lambda_1 = -0.0859 \pm j3.560$ $\lambda_2 = -0.1269 \pm j6.351$ | $\lambda_1 = -0.0509 \pm j3.489$ $\lambda_2 = -0.4421 \pm j7.204$ | $\lambda_1 = -0.0558 \pm j3.553$ $\lambda_2 = -0.3968 \pm j6.946$ $\lambda_3 = -13.374 \pm j18.61$ | $\lambda_1 = -0.0745 \pm j3.506$ $\lambda_2 = -0.2519 \pm j6.796$ $\lambda_3 = -10.808 \pm j17.37$ |
| Amortiguamiento Relativo [%] | $\xi_1 = 2.41$ $\xi_2 = 2.00$ | $\xi_1 = 1.46$ $\xi_2 = 6.13$ | $\xi_1 = 1.57$ $\xi_2 = 5.70$ $\xi_3 = 58.37$ | $\xi_1 = 2.12$ $\xi_2 = 3.70$ $\xi_3 = 52.83$ |
| Criterio Ajuste | 2F | 1F | 1F | 2F |
| ω_n [Hz] | 0.5666 y 1.0108 | 0.5553 | 0.5655 | 0.5580 y 1.0817 |
| θ_n [°] | -67.79 y -81.85 | -69.71 | -73.75 | -70.01 y -84.87 |

(*) Los valores mostrados corresponden a la última estimación obtenida con el análisis de Prony. Se muestran sólo aquellos autovalores estimados con frecuencia menor o igual a 3 Hz (modos interárea y locales).

Como complemento, obsérvese que en todos los generadores el PSS cambió del Estado 1 (“Observando”) al Estado 2 (“Analizando”) en $t = 1.02 \text{ s}$, lo que se debe a que la perturbación realizada es tan grande que provoca un cambio abrupto en la potencia entregada por todos los generadores (casi 60 MW en el Gen22). De manera similar, el PSS del Gen11, del Gen21 y del Gen22 cambia del Estado 2 al Estado 3 (“Amortiguando”) en $t = 4.38 \text{ s}$, dando por válida la detección de los MdO en el mínimo tiempo requerido por la metodología propuesta, mientras que el PSS del Gen12 realiza dicho cambio de estado solamente 2 muestras después (0.04 s). Esto es así debido a que, a diferencia de los casos anteriores, no hay dinámicas adicionales en la respuesta en el tiempo, como por ejemplo la introducida por la perturbación tipo escalón en la referencia de tensión del RAT. Además, la frecuencia promedio estimada entre todos los PSS para el MdO dominante es de 0.5613 Hz con una desviación estándar de 0.0055 Hz , lo que demuestra que cada estabilizador estimó el mismo MdO a partir de diferente información y de manera independiente. Nótese también que para esta simulación $\xi_{Lím} = 5\%$ y tanto el PSS del Gen11 como el del Gen22 estimaron 2 MdO pobremente amortiguados, por lo que el criterio de ajuste utilizado para el bloque “Filtros” de estos generadores fue el “2F”.

Retomando ahora el Escenario 2, las modificaciones realizadas en los parámetros de los RAT fueron las indicadas en la Tabla 5.11. Se recuerda al lector que estos cambios se realizaron únicamente para determinar el ajuste del bloque “Filtros” de todos los PSS, por lo que cada RAT conserva los valores originales en la simulación dinámica en PSS®E.

Tabla 5.11 Detalle de los cambios realizados en los parámetros de todos los RAT del SdP

| Referencia | Valor de la ganancia del RAT (K) | Valor de la constante de tiempo del RAT (T_e) |
|------------|--------------------------------------|---|
| (a) | 80% del valor original | Sin cambios |
| (b) | 120% del valor original | Sin cambios |
| (c) | Sin cambios | 80% del valor original |
| (d) | Sin cambios | 120% del valor original |
| (e) | 80% del valor original | 80% del valor original |
| (f) | 120% del valor original | 120% del valor original |
| (g) | 80% del valor original | 120% del valor original |
| (h) | 120% del valor original | 80% del valor original |

Con base en lo anterior, en la Figura 5.13 se muestran los resultados obtenidos para las referencias (a), (b), (c) y (d) anteriores, mientras que para las referencias (e), (f), (g) y (h) los resultados se observan en la Figura 5.14.

Nótese que aún con los cambios realizados en los parámetros de los RAT, y a pesar de ser el CMI, todos los estabilizadores dieron por válida la estimación de los Mdo presentes en la potencia activa, seleccionaron el criterio de ajuste “1F” para determinar las constantes del bloque “Filtros”, modificaron la respuesta en el tiempo del SEP y en todas las simulaciones se alcanzó una nueva condición equilibrio, obteniéndose en general una respuesta satisfactoria. Como es esperable, existen diferencias en la respuesta en el tiempo de cada una de las simulaciones, lo que se debe a la característica dinámica de la metodología propuesta y las diversas condiciones utilizadas.

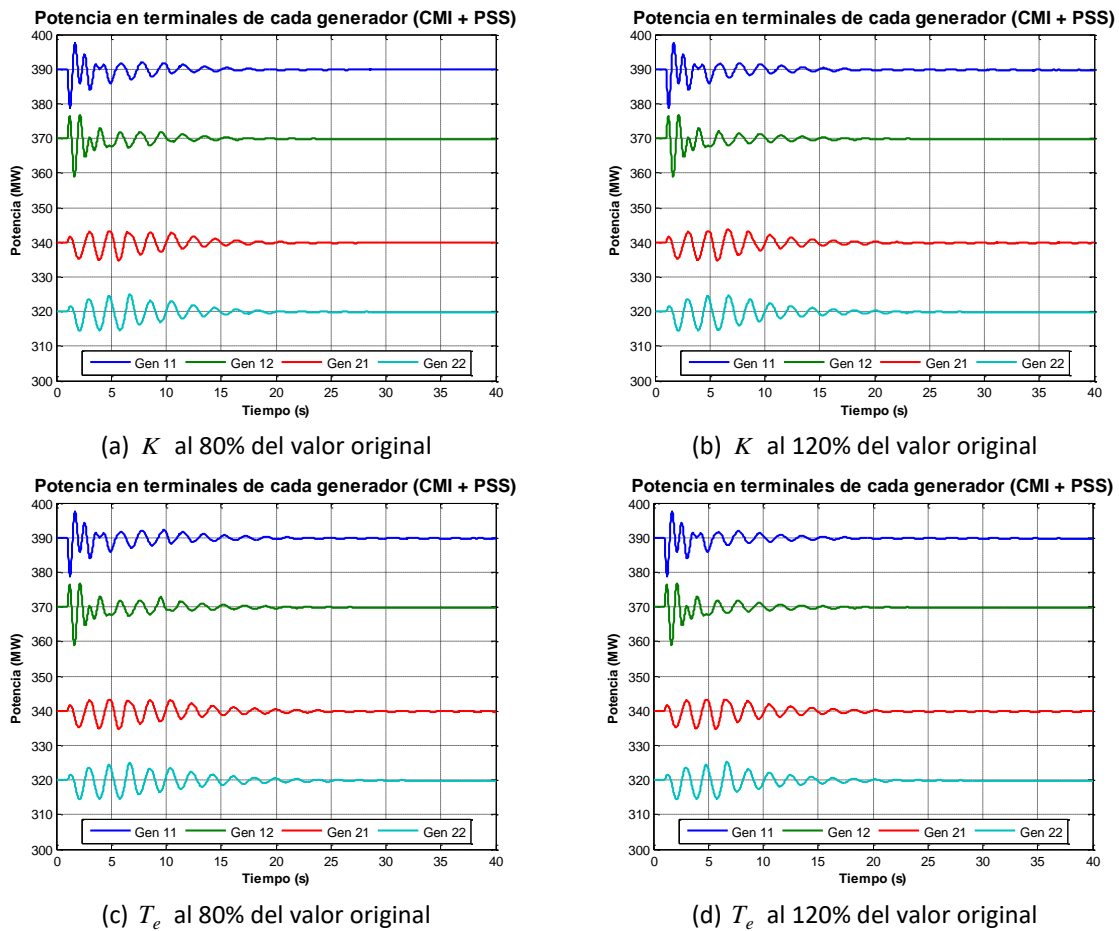
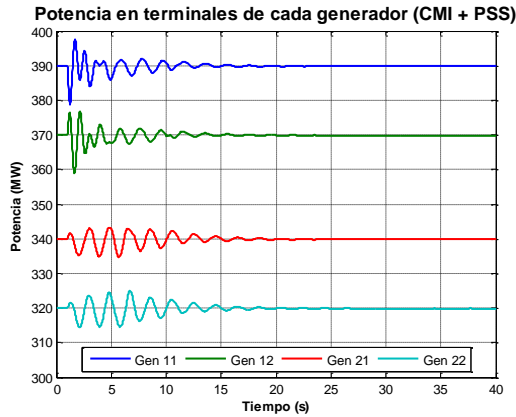
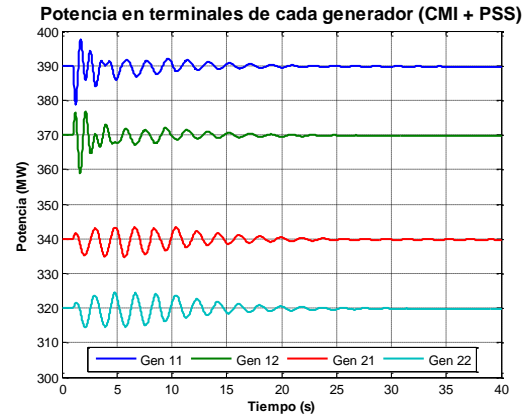
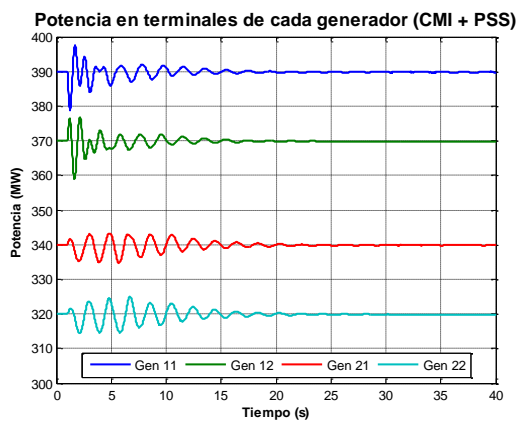
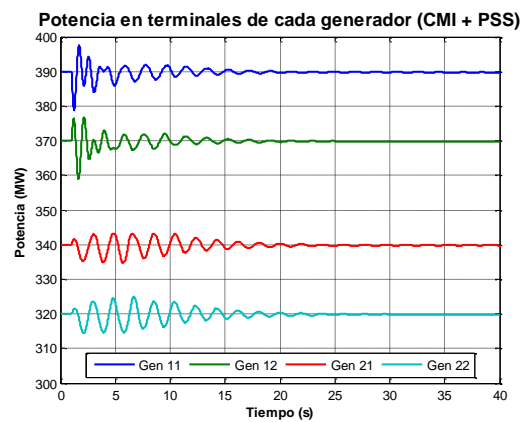


Figura 5.13 Resultados obtenidos considerando cambios en la ganancia o la constante de tiempo del RAT

(e) K y T_e al 80% del valor original(f) K y T_e al 120% del valor original(g) K al 80% y T_e al 120% del valor original(h) K al 120% y T_e al 80% del valor original**Figura 5.14** Resultados obtenidos considerando cambios en la ganancia y la constante de tiempo del RAT

Finalmente, los resultados mostrados en esta sección al utilizar la metodología propuesta en condiciones que pueden considerarse “desfavorables” muestran que ésta es adaptable y robusta, pues a pesar de enfrentarse a factores distintos a los considerados durante el diseño, logra aumentar el amortiguamiento de los MdO, disminuir la duración temporal de las oscilaciones y llevar al SEP a una nueva condición de equilibrio.

Capítulo 6

CONCLUSIONES

***E**n este capítulo se detallan las conclusiones obtenidas durante el desarrollo de la presente tesis así como las recomendaciones.*

La aplicación de la metodología propuesta y los resultados obtenidos demuestran que los estabilizadores de sistemas de potencia se pueden ajustar en línea a partir de las componentes frecuenciales de la potencia eléctrica entregada por un generador, aumentando el amortiguamiento de las oscilaciones de tipo interárea pobremente amortiguadas al realimentar a través de filtros en tiempo discreto la frecuencia en terminales, brindando independencia del conocimiento de los modelos matemáticos y funciones de transferencia de todo el sistema de potencia, marcando así una nueva ruta sobre la línea de solución de las oscilaciones en los sistemas eléctricos.

Se mostró además que la justa combinación entre los programas de simulación, los lenguajes de programación, el análisis en tiempo continuo de un generador conectado a una barra infinita, herramientas matemáticas de estimación como el análisis de Prony, el control del estabilizador mediante una máquina de estados, las bondades de la implementación en tiempo discreto de funciones de transferencia originalmente continuas y la versatilidad de la programación orientada a objetos permiten construir una solución innovadora, integral y acorde a la realidad actual del problema identificado.

El uso de la ventana deslizante fue adecuado para esta propuesta pues el empleo de sólo una porción de los datos junto con el desplazamiento en el tiempo permitieron filtrar los transitorios más rápidos y la parte de la respuesta en el tiempo que no corresponde a modos oscilatorios, centrando el análisis en los modos dominantes. Además, su combinación con criterios estadísticos permitió que la estimación se adapte a los cambios que sufre la respuesta en el tiempo del sistema de potencia como un todo cada vez que un estabilizador inicia el aporte a través del punto suma.

Se considera que el análisis de Prony fue una herramienta fundamental para el éxito de esta propuesta. La concordancia entre los resultados obtenidos de manera estimada (Prony) y analítica (análisis modal) permitió prescindir del análisis modal para el ajuste de los estabilizadores y brindar así un aporte al estado del arte. Además, su capacidad para estimar, no sólo la amplitud y frecuencia de cada componente presente en una señal en el dominio del tiempo, sino también, y principalmente, su amortiguamiento,

permitió discriminar los modos de oscilación pobremente amortiguados de aquellos cuyo amortiguamiento es adecuado, ajustando los filtros del estabilizador para mejorar el comportamiento de los primeros.

Sin embargo, se reconoce que para aquellas implementaciones en las que la capacidad del hardware y/o el tiempo de solución para cada estimación sean limitados, el uso del análisis de Prony tal y como fue utilizado en esta tesis podría no ser práctico debido al tamaño de las matrices, por lo que se recomienda que futuros trabajos se concentren en la optimización del uso de esta herramienta.

A manera de ejemplo, el análisis de Prony brinda información de componentes frecuenciales fuera del rango propio de interés de las oscilaciones electromecánicas de baja frecuencia y cuyo cálculo aumenta la complejidad y el tiempo de solución de las matrices, por lo que si existiera forma de reducir el tamaño de éstas desde su propia construcción y así evitar la estimación de las componentes no relevantes, el tiempo de solución disminuiría. Otra alternativa puede ser la búsqueda del punto óptimo entre la cantidad de modos de oscilación que necesitan ser estimados, el tamaño del polinomio de predicción lineal, el factor de sobredimensionamiento e inclusive los criterios para dar por válida la estimación de los modos de oscilación.

Por otra parte, durante la elaboración de esta tesis los temas que demandaron más tiempo de investigación, programación y pruebas fueron la determinación de la ganancia del estabilizador y la solución del lugar de las raíces, por lo que se recomienda también que futuros trabajos se concentren en mejorar el criterio de ajuste aquí propuesto, considerando sistemas de prueba más grandes y en los que la forma del lugar de las raíces sea más diversa y compleja.

En oposición a lo anterior, el uso de programación orientada a objetos permitió un desarrollo ágil y un manejo fluido de bloques y funciones específicos dentro del programa, facilitando tanto las etapas de prueba y depuración como el manejo independiente de las muestras anteriores, promedios, desviaciones estándar y razones de amortiguamiento límites, por lo que se insta que futuros trabajos utilicen esta forma de programación.

Para finalizar, el uso de la metodología propuesta, tanto ante cambios en la topología del sistema de prueba como a la estimación incorrecta de los parámetros del regulador automático de tensión, siendo estas posibles situaciones a enfrentar por soluciones “en línea”, mostró robustez y adaptabilidad, ambas características deseables de una solución a un problema cuya propia dinámica es compleja y variante en el tiempo. Si bien es cierto los resultados obtenidos son contundentes y alentadores, se recomienda exponer la solución planteada ante escenarios más amplios y diversos, con sistemas de prueba más grandes y complejos que el utilizado en esta tesis y considerando además una estimación incorrecta en los parámetros del generador.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] L. Paucar Casas y H. Rudnick V.D.W., «El estabilizador de potencia en el amortiguamiento de las oscilaciones electromecánicas en sistemas eléctricos multimáquina,» de X CONIMERA, Lima, Perú, 1991.
- [2] V. M. Agudelo Idárraga y D. F. Parra Landino, *Control de oscilaciones electromecánicas en sistemas eléctricos de potencia usando análisis modal*, Pereira: Universidad Tecnológica de Pereira, 2008.
- [3] P. Kundur, J. Paserba, V. Ajjarapu, G. Andersson, A. Bose, C. Canizares, N. Hatziargyriom, D. Hill, C. Taylor, T. Cutsem y V. Vittal, «Definition and Classification of Power System Stability,» *IEEE Transactions on Power System*, vol. 19, nº 2, pp. 1387-1401, Mayo 2004.
- [4] IEEE, *Stability definitions and characterization of dynamic behavior in systems with high penetration of power electronic nterfaced technologies*, 2020.
- [5] C. F. Gallardo Quingatuña, *Estabilidad y Amortiguamiento de Oscilaciones en Sistemas Eléctricos con Alta Penetración Eólica*, Leganés/Getafe: Universidad Carlos III de Madrid, 2009.
- [6] F. Berrutti, *Análisis modal y transitorio de sistemas eléctricos con incorporación de energía eólica a gran escala*, Montevideo: Universidad de La República, 2012.
- [7] D. Villareal Martínez, *Análisis modal de sistemas eléctricos de potencia*, México D.F., México: Instituto Politécnico Nacional, 2008.
- [8] P. Kundur, *Power System Stability and Control*, Palo Alto, California: McGraw-Hill, Inc., 1994, pp. 17-39, 699-716.
- [9] L. L. Grigsby, *Power system stability and control*, Boca Raton, FL: Taylor & Francis Group, 2012.

- [10] G. Argüello y H. Flores, «Estudio de estabilidad de pequeña señal en el sistema nacional interconectado aplicando el método de análisis modal,» de *XIX Jornada en Ingeniería Eléctrica y Electrónica (JIEE)*, Quito, Ecuador, 2005.
- [11] R. Ramírez, *Sistema de prueba para la simulación de oscilaciones eletromecánicas de baja frecuencia. Parte I: Conceptualización*, Perú: Comité de Operación Económica del Sistema Interconectado Nacional COES-SINAC, 2006.
- [12] N. J. Castrillón Gutiérrez y D. G. Colomé, «Sintonización de PSSs de tecnología multibanda para mejorar la estabilidad de sistemas interconectados,» de *III Congreso CIER de la Energía –CONCIER 2007, Abastecimiento energético regional –Retos y Perspectivas–*, San Juan, Argentina, 2007.
- [13] IEEE, *IEEE Recommended Practice for Excitation System Models for Power System Stability Studies*, IEEE Standard 421.5-1992, 1992.
- [14] Y. Kitauchi, T. Shirasaki, K. Hayashi, M. Banjo y S. Kitamura, «Recent Developments on Generator Excitation Control System —Introduction of Digital AVR and Power System Stabilization—,» *Hitachi Review*, vol. 49, nº 2, pp. 66-70, 2000.
- [15] M. Klein, G. J. Rogers, S. Moorthy y P. Kundur, «Analytical investigation on factors influencing power system stabilizers performance,» *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 7, nº 3, pp. 382-390, 1992.
- [16] G. R. Bérubé y L. M. Hajagos, *Accelerating-Power Based Power System Stabilizers*, Mississauga, Ontario, Canadá: Kestrel Power Engineering Ltd, 2007.
- [17] M. Lázaro Gonzaga, A. Román Mesina y D. Olguín Salinas, «Estudio de las oscilaciones provocadas por los generadores de inducción en el Parque Eólico La Venta,» *Científica*, vol. 12, nº 4, pp. 159-166, 2008.

- [18] N. Zeni Junior, J. Marcos Soares, F. Happel Pons, P. Marcos Paiva, J. Rodríguez, R. Molina, K. J. Zachariah, P. Farthing, J. Magaz y N. Martins, *Implantación de Estabilizadores de Sistema de Potencia en La Argentina*, 1995.
- [19] K. Ogata, *Sistemas de control en tiempo discreto*, Naucalpan de Juárez: Prentice Hall Latinoamericana S.A., 1996.
- [20] J. G. Proakis y D. G. Manolakis, *Tratamiento digitales de señales*, Madrid: Pearson Educación S.A., 2007.
- [21] P. E. Issouribehere, F. Issouribehere, J. C. Barbero y J. Rodríguez, «Análisis de las oscilaciones subsíncronas derivadas de fallas en sistemas de 500 kV. Experiencias de aplicación del método de Prony,» de *XIV ERIAC*, Paraguay.
- [22] M. Rueda Aguilar, *Análisis de oscilación de baja frecuencia en el sistema eléctrico colombiano mediante el uso de medidas sincronizadas de fasores*, Bogotá, Colombia: Universidad Nacional de Colombia, 2013.
- [23] S. V. Gómez Albán, *Diagnóstico de fallas en sistemas de transmisión por medio del algoritmo de Prony*, Quito, Ecuador: Universidad Politécnica Salesiana, 2016.
- [24] S. D. García Vega, *Implementación de un medidor con microcontrolador para la detección de oscilaciones de baja frecuencia*, Ciudad de México, México: Instituto Politécnico Nacional, 2011.
- [25] R. Castillos Durán, J. Ortiz Villafuerte y G. Calleros Micheland, «Análisis de estabilidad en eventos ocurridos en Laguna Verde,» de *XVI Congreso Anual de la SNM y XXIII Reunión Anual de la SMSR*, Oaxaca, Oaxaca, México, 2005.
- [26] J. F. Hauer, C. J. Demeure y L. L. Scharf, «Initial results in Prony analysis of power system response signals,» *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 5, nº 1, pp. 80-89, 1990.

- [27] P. W. Hidalgo Lascano, *Métodos de Prony y Pisarenko para análisis espectral*, Quito: Escuela Politécnica Nacional, 1985.
- [28] C. Jiménez, J. A. Díaz, R. Shrivastav, H. Rothman y P. Del Pino, «Determinación de la relación señal a ruido de la voz utilizando la transformada de Wavelet,» *Revista Ingeniería UC*, vol. 12, nº 1, pp. 7-16, 2005.
- [29] F. P. deMello y C. Concordia, «Concepts of synchronous machine stability as affected by excitation control,» *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vols. %1 de %2PAS-88, pp. 316-329, 1969.
- [30] S. Saucedo Flores y J. A. Ortega Herrera, «Diseño robusto con ubicación de polos del estabilizador de un sistema de potencia,» *Científica*, vol. 9, nº 1, pp. 45-51, 2005.
- [31] IEEE, *IEEE Standard Criteria and Definitions for Excitation Systems for Synchronous Machines*, *IEEE Standard 421-1972*, 1972.
- [32] IEEE, *IEEE Guide for Identification, Testing and Evaluation of the Dynamic Performance of Excitation Control Systems*, *IEEE Standard 421.A-1978*, 1978.
- [33] IEEE, *IEEE Standard Definition for Excitation System for Synchronous Machines*, *IEEE Standard 421.1-1986*, 1986.
- [34] IEEE, *IEEE Guide for Identification, Testing, and Evaluation of the Dynamic Performance of Excitation Control System*, *IEEE Standard 421.2-1990*, 1990.
- [35] H. Jian y O. P. Malik, «An adaptative power system stabilizer based on recurrent neural network,» *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 12, nº 4, pp. 413-418, 1997.
- [36] S. M. Pérez Londoño y A. Alzate Gómez, «Métodos de control utilizados en la implementación de estabilizadores de sistemas de potencia,» *Scientia Et Technica*, vol. XI, nº 27, pp. 23-28, 2005.

- [37] L. Gérin-Lajoie, D. Lefebvre, M. Racine, L. Solières y I. Kamwa, «Hydro-Quebec experience with PSS tuning,» de *Power Engineering Society Summer Meeting, 1999. IEEE*, Edmonton, Alta., Canadá, 1999.
- [38] Y. L. Abdel-Magid y M. A. Abido, «Optimal Multiobjective Design of Robust Power System Stabilizers Using Genetic Algorithms,» *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 18, nº 3, pp. 1125-1132, 2003.
- [39] M. A. Abido, «Optimal Design of Power-System Stabilizers Using Particle Swarm Optimization,» *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 17, nº 3, pp. 406-413, 2002.
- [40] IEEE, *IEEE Recommended Practice for Excitation System Models for Power System Stability Studies, IEEE Standard 421.5-2005*, New York, 2005.
- [41] A. Urdaneta, R. Quijada y V. Gómez, *Metodología para el ajuste de los estabilizadores de potencia acelerante de los generadores de Planta Caruachi de EDELCA*, Universidad Simón Bolívar, 2005.
- [42] S. M. Pérez Londoño y J. J. Mora Flórez, «Desarrollo de un estabilizador de potencia para una máquina síncrona usando técnicas de auto-sintonización,» *Con-Ciencias*, nº 19, pp. 38-46, 2006.
- [43] M. Joshi, *Comparative Analysis of Power System Stabilizer under small scale stability considerations using conventional, Neural Network and Fuzzy Logic Based Controllers*, Patiala: Thapar University, 2008.
- [44] D. K. Chaturvedi, U. K. Choudhury y O. P. Malik, «Adaptative polar fuzzy power system stabilizer,» de *XXXII National Systems Conference, NSC 2008*, 2008.
- [45] S. Avdakovic, A. Nuhanovic, M. Kusljugic, E. Becirovic y M. Music, «Identification of low frequency oscillations in power system,» de *International Conference on Electrical and Electronics Engineering - ELECO 2009*, Bursa, Turquía, 2009.

- [46] Z. Tevcec, I. Petrovic y J. Matuško, «A Takagi-Sugeno Fuzzy Model of Synchronous Generator Unit for Power System Stability Application,» *AUTOMATIKA* 51, vol. 2, pp. 127-137, 2010.
- [47] Z. Rafiee, S. Ganjefar y A. F. Meyabadi, «A New PSS Tuning Technique Using ICA and PSO Methods with the Fourier Transform,» de *18th Iranian Conference on Electrical Engineering*, 2010.
- [48] M. A. Abido, «Power System Stabilizer Tuning Study of East-Central Power System in Arabia Saudi,» de *Computational Intelligence in Control and Automation (CICA)*, Paris, France, 2011.
- [49] P. Verdugo Rivadeneira y J. Játiva Ibarra, *Metodología de Sintonización de Parámetros del Estabilizador del Sistema de Potencia (PSS)*, Quito, Ecuador: Escuela Politécnica Nacional, 2012.
- [50] IEEE, *IEEE Guide for Identification, Testing, and Evaluation of the Dynamic Performance of Excitation Control System*, IEEE Standard 421.2-2014, 2014.
- [51] IEEE, *IEEE Recommended Practice for Excitation System Models for Power System Stability Studies*, IEEE Standard 421.5-2016, 2016.
- [52] Siemens Energy, *PSS/E 33.0: Model Library*, Schenectady, New York, 2011.
- [53] P. M. Anderson y A. A. Fouad, *Power System Control and Stability*, vol. I, Ames Iowa: Science Press, 1977.
- [54] F. Aboytes García, *Estabilidad dinámica en sistemas eléctricos de potencia*, Monterrey, N.L., México: Departamento de Investigación y Desarrollo del Centro Nacional de Control de Energía de la Comisión Federal de Electricidad de México, 1991.

- [55] M. J. Gibbard, P. Pourbeik y D. J. Vowles, *Small-signal stability, control and dynamic performance of power systems*, Adelaide: University of Adelaide Press, 2015.
- [56] E. V. Larsen y D. A. Swann, «Applying Power System Stabilizers, Part I: General Concepts,» *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS 100, nº 6, pp. 3017-3024, 1981.
- [57] E. V. Larsen y D. A. Swann, «Applying Power System Stabilizers, Part II: Performance Objectives and Tuning Concepts,» *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vols. %1 de %2PAS-100, nº 6, pp. 3025-3033, 1981.
- [58] V. K. Madisetti, *The digital signal processing handbook: Digital signal processing fundamentals*, Florida: Taylor and Francis Group, 2010.
- [59] T. Van Cutsem y C. Vournas, *Voltage Stability of Electric Power Systems*, Springer Science+Business Media, LLC, 2008.
- [60] Siemens Energy, *PSS/E 33.0: Program Application Guide - Volume 2*, Schenectady, New York, 2011.
- [61] G. Valverde Mora, *Estabilidad de pequeña señal de ángulo de rotor*, San Pedro, 2019.

APÉNDICES

APÉNDICE A. DATOS DEL SISTEMA DE PRUEBA

Tabla A.1 Parámetros de los generadores del sistema de prueba para todos los casos simulados

| T'_{do} | T''_{do} | T'_{qo} | H | D | X_d | X_q | X'_d | $X''_d = X''_q$ | X_l | $S_{1.0}$ | $S_{1.2}$ |
|-----------|------------|-----------|-------|-------|-------|-------|--------|-----------------|-------|-----------|-----------|
| 5.800 | 0.045 | 0.060 | 8.050 | 0.000 | 1.640 | 1.550 | 0.260 | 0.179 | 0.160 | 0.110 | 0.363 |

Valores en PU con una potencia base de 500 MVA y una tensión base de 230 kV

Tabla A.2 Parámetros de los reguladores automáticos de tensión de cada caso simulado

| Caso | Generador | T_a/T_b | T_b | K | T_e | E_{min} | E_{max} |
|-------------------------|---------------------|-----------|-------|---------|-------|-----------|-----------|
| Estable | Todos | 1.000 | 1.000 | 50.000 | 0.020 | -7.000 | 7.000 |
| Oscilatorio e inestable | G_{11} y G_{12} | 1.000 | 1.000 | 50.000 | 0.020 | -7.000 | 7.000 |
| | G_{21} y G_{22} | 1.000 | 1.000 | 95.000 | 0.020 | -7.000 | 7.000 |
| Muy inestable | G_{11} y G_{12} | 1.000 | 1.000 | 50.000 | 0.020 | -7.000 | 7.000 |
| | G_{21} y G_{22} | 1.000 | 1.000 | 120.000 | 0.020 | -7.000 | 7.000 |

Tabla A.3 Parámetros de las líneas de transmisión y potencia en las cargas para cada caso simulado

| Caso | L_{1-12} y L_{21-22} | L_{12-13} y L_{22-23} | L_{13-23} | L_{13} | L_{23} |
|---------------------------|--------------------------|---------------------------|-------------|----------|-----------|
| Estable | 0.037 | 0.020 | 0.100 | 340+j50 | 1060+j150 |
| Oscilatorio | 0.037 | 0.020 | 0.150 | 340+j40 | 1060+j100 |
| Inestable y muy inestable | 0.037 | 0.020 | 0.150 | 340+j40 | 1080+j100 |

Los valores de las líneas de transmisión están en PU con una potencia base de 100 MVA y una tensión base de 230 kV.

Los valores de las cargas están en unidades de MW y MVAR según corresponda.

Tabla A.4 Tensiones en las barras del sistema en el punto de equilibrio inicial para cada caso simulado

| Caso | Barra 11 | Barra 12 | Barra 13 | Barra 23 | Barra 22 | Barra 21 |
|---------------------------|--------------------|---------------------|----------------------|----------------------|---------------------|---------------------|
| Estable | 1,0500 PU 0,00° | 1,0350 PU -7,43° | 0,9942 PU -15,70° | 0,9808 PU -39,92° | 1,0350 PU -32,45 | 1,0500 PU -26,19 |
| Oscilatorio | 1,0500 PU 0,00° | 1,0400 PU -7,40° | 0,9924 PU -15,64° | 0,9842 PU -53,54° | 1,0400 PU -46,13 | 1,0500 PU -39,91 |
| Inestable y muy inestable | 1,0500 PU 0,00° | 1,0400 PU -7,59° | 0,9880 PU -16,10° | 0,9802 PU -56,68° | 1,0400 PU -49,24 | 1,0500 PU -43,02 |

Tabla A.5 Despacho de los generadores y potencia transferida entre las áreas de control para cada caso

| Caso | G_{11} | G_{12} | G_{21} | G_{22} | $P_{AC1 \rightarrow AC2}$ |
|---------------------------|------------|-------------|-------------|------------|---------------------------|
| Estable | 380+j67.25 | 360+j247.18 | 340+j299.04 | 320+j60.05 | 400 |
| Oscilatorio | 380+j52.94 | 360+j297.24 | 340+j322.29 | 320+j45.78 | 400 |
| Inestable y muy inestable | 390+j54.26 | 370+j324.77 | 340+j343.20 | 320+j45.78 | 420 |

Las unidades de la potencia son MW y MVAR según corresponda.

APÉNDICE B. ECUACIONES DEL FILTRO PASO ALTO

La forma general del filtro paso alto (F_{pa}) está representada por

$$F_{pa} = \frac{T_w s}{T_w s + 1} \quad (B.1)$$

Cuya fase ($\angle F_{pa}$) y amplitud ($|F_{pa}|$) están determinadas, respectivamente, por

$$\angle F_{pa} = 90^\circ - \arctan(\omega T_w) \quad (B.2)$$

$$|F_{pa}| = \frac{\omega T_w}{\sqrt{1 + (\omega T_w)^2}} \quad (B.3)$$

Ahora, para calcular el valor de T_w que a una frecuencia específica ω_d brinda un aporte de fase deseado ($\angle F_{pa} = \theta_d$), a partir de (B.2) se tiene que:

$$\begin{aligned} \arctan(\omega_d T_w) &= 90^\circ - \theta_d \\ \omega_d T_w &= \tan(90^\circ - \theta_d) \end{aligned} \quad \rightarrow \quad T_w = \frac{\tan(90^\circ - \theta_d)}{\omega_d} \quad (B.4)$$

De manera similar, para determinar el valor de T_w que a la frecuencia específica ω_d tiene una magnitud de salida deseada ($|F_{pa}| = M_d$), a partir de (B.3) se tiene que:

$$\begin{aligned} |M_d|^2 (1 + (\omega T_w)^2) &= (\omega T_w)^2 \\ (\omega T_w)^2 (1 - |M_d|^2) &= |M_d|^2 \end{aligned} \quad \rightarrow \quad T_w = \frac{|M_d|}{\omega \sqrt{1 - |M_d|^2}} \quad (B.5)$$

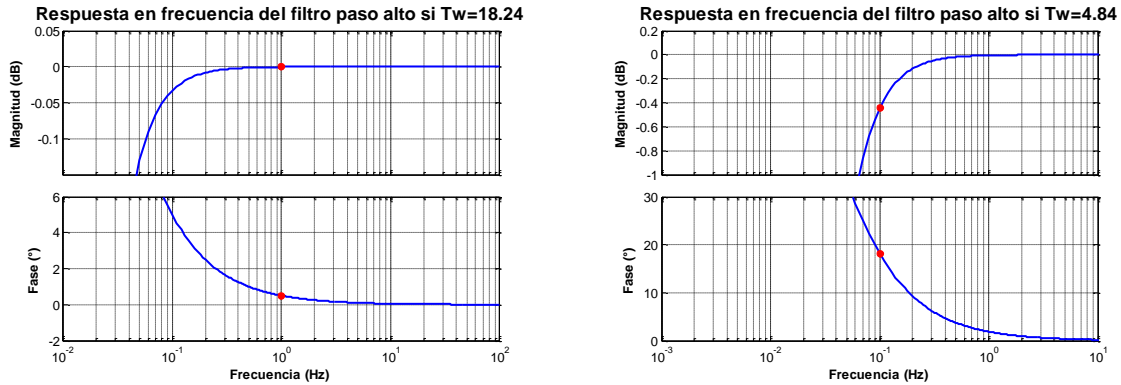


Figura B.1 Respuestas en frecuencia de los filtros paso alto diseñados a partir de la fase deseada (izquierda) y la magnitud deseada (derecha)

Con base en lo anterior y a manera de ejemplo:

1. Si se desea diseñar un filtro paso alto que a una frecuencia de 1 Hz tenga una fase de 0.5° , entonces $T_w = 18.24$ s y su respuesta en frecuencia se muestra a la izquierda de la Figura B.1. Nótese que para frecuencias mayores a 1 Hz la afectación a la fase es menor a 0.5° y no hay afectación a la magnitud de salida.
2. Si se desea diseñar un filtro paso alto que a una frecuencia de 0.1 Hz tenga una magnitud de salida del 95% de la magnitud de entrada (-0.4455 dB), entonces $T_w = 4.84$ s y su respuesta en frecuencia se muestra a la derecha de la Figura B.1. Nótese que para frecuencias mayores a 0.1 Hz la afectación a la amplitud es menor al 5% y el cambio en la fase es menor a 18° .

APÉNDICE C. CONTRUCCIÓN DEL MODELO GENERADOR – BARRA INFINITA

El procedimiento detallado para la construcción del modelo de un generador conectado a una barra infinita fue el siguiente:

1. Construir la potencia compleja entregada por el generador: $S = P + jQ$
2. Con la magnitud de la tensión en los terminales del generador construir el fasor de tensión terminal: $\bar{V}_t = |V_t| \angle 0^\circ$

3. Calcular el fasor de la corriente del generador con: $\bar{I}_g = (S/\bar{V}_t)^*$
4. Con la impedancia externa vista por el generador desde sus terminales calcular el fasor de la tensión de la barra infinita: $\bar{V}_e = \bar{V}_t - \bar{Z}_{ext} \bar{I}_g$
5. Determinar el valor de las reactancias de magnetización no saturadas en los ejes directo y cuadratura: $X_{mdu} = X_{du} - X_l$ con $X_{mqu} = X_{qu} - X_l$ [59]
6. Calcular la reactancia de dispersión del campo: $X_{lf} = ((X'_{du} - X_l)^{-1} - (X_{mdu})^{-1})^{-1}$ [8]
7. Con $S_{1.0}$ y $S_{1.2}$ calcular el factor exponencial X tal que: $X = \ln(S_{1.2}/S_{1.0})/\ln(1.2)$ [60]
8. Determinar ψ_{ag} mediante $\psi_{ag} = |\bar{E}_a|$, donde $\bar{E}_a = \bar{V}_t + (R_a + jX_l)\bar{I}_g$ [8] [59]
9. Calcular el valor de la función exponencial de saturación: $S_x = S_{1.0} |\bar{E}_a|^X$ [60]
10. Establecer los factores de corrección en los ejes directo y cuadratura mediante:

$$K_{xd} = (1 + S_x)^{-1} \text{ y } K_{xq} = (1 + S_x X_{qu}/X_{du})^{-1}$$
 [8]
11. Calcular las reactancias saturadas con: $X_d = K_{xd} X_{mdu} + X_l$ y $X_q = K_{xq} X_{mqu} + X_l$ [59]
12. Determinar el valor de la reactancia transitoria del eje directo saturada:

$$X'_d = X_l + K_{xd} X_{mdu} X_{lf} / (K_{xd} X_{mdu} + X_{lf})$$
13. Localizar la posición del eje "q" (δ) mediante el ángulo del fasor \bar{E}_q , donde

$$\bar{E}_q = \bar{V}_t + (R_a + jX_q)\bar{I}_g$$
14. Convertir los fasores \bar{V}_t e \bar{I}_g (pasos 2 y 3) de la referencia del sistema a la referencia "qd" con: $\bar{V}_{t_qd} = \bar{V}_t e^{-j\delta}$ e $\bar{I}_{g_qd} = \bar{I}_g e^{-j\delta}$
15. Calcular la magnitud del fasor de la tensión interna transitoria en el eje "q" con:

$$|\bar{E}'_q| = |\bar{E}_q| + (X_q - X'_d) \cdot \text{imag}(\bar{I}_{g_qd})$$
16. Considerar lo siguiente: $I_q = \text{real}(\bar{I}_{g_qd})$, $I_d = \text{imag}(\bar{I}_{g_qd})$, $V_q = \text{real}(\bar{V}_{t_qd})$,

$$V_d = \text{imag}(\bar{V}_{t_qd})$$
 y $k = (X_{ext} + X_q)(X'_d + X_{ext}) + R_{ext}^2$
17. Calcular las constantes desde K_1 hasta K_6 con [54] [55]:

$$K_1 = \left[\overline{E'_q} - (X_q - X'_d)I_d \right] \left[\frac{R_{ext}}{k} |\overline{V_e}| \sin(\delta) + \frac{|\overline{V_e}|}{k} (X'_d + X_{ext}) \cos(\delta) \right] - (X_q - X'_d)I_q \left[\frac{R_{ext}}{k} |\overline{V_e}| \cos(\delta) - \frac{|\overline{V_e}|}{k} (X_q + X_{ext}) \sin(\delta) \right] \quad (C.1)$$

$$K_2 = \frac{I_q}{k} \left[R_{ext}^2 + (X_{ext} + X_q)^2 \right] + \frac{R_{ext}}{k} \left[\overline{E'_q} - (X_q - X'_d)I_d \right] \quad (C.2)$$

$$K_3 = \frac{1}{1 + \frac{(X_d - X'_d)(X_q + X_{ext})}{k}} \quad (C.3)$$

$$K_4 = \frac{|\overline{V_e}|}{k} (X_d - X'_d) \left[(X_q + X_{ext}) \sin(\delta) - R_{ext} \cos(\delta) \right] \quad (C.4)$$

$$K_5 = -\frac{V_d}{|\overline{V_t}|} \frac{X_q}{k} |\overline{V_e}| \left[R_{ext} \sin(\delta) + (X'_d + X_{ext}) \cos(\delta) \right] + \frac{V_q}{|\overline{V_t}|} \frac{X'_d}{k} |\overline{V_e}| \left[R_{ext} \cos(\delta) - (X_q + X_{ext}) \sin(\delta) \right] \quad (C.5)$$

$$K_6 = \frac{V_q}{|\overline{V_t}|} \left[1 - X'_d \frac{(X_q + X_{ext})}{k} \right] - \frac{V_d}{|\overline{V_t}|} \frac{R_{ext}}{k} X_q \quad (C.6)$$

APÉNDICE D. ECUACIONES DE LOS FILTROS DE ADELANTO/ATRASO DE FASE

Considérese la forma general con dos constantes de tiempo de un filtro de adelanto/atraso de fase

$$F_{ad} = \frac{T_1 s + 1}{T_2 s + 1} \quad (D.1)$$

La que también puede representarse con una constante adimensional (α) y una sola constante de tiempo como

$$F_{ad} = \frac{T_1 s + 1}{\alpha T_1 s + 1}, \text{ con } T_2 = \alpha T_1 \quad (\text{D.2})$$

En donde si $0 < \alpha < 1$ el filtro será de adelanto de fase mientras que si $\alpha > 1$ el filtro será de atraso de fase. La fase del filtro (θ) se obtiene mediante

$$\theta = \theta_{\text{Numerador}} - \theta_{\text{Denominador}} \quad (\text{D.3})$$

Por otra parte, la respuesta en frecuencia típica de un F_{ad} se muestra en la Figura D.1, en donde los puntos marcados con color rojo representan la fase máxima o mínima del filtro. La frecuencia en este punto se obtiene derivando e igualando a cero (D.3), por lo que considerando la expresión (D.2) se tiene que:

$$\frac{d\theta}{dt} = 0 \rightarrow \frac{d\theta}{dt} [\arctan(\omega T_1) - \arctan(\omega \alpha T_1)] = \frac{T_1}{1 + \omega^2 T_1^2} - \frac{\alpha T_1}{1 + \omega^2 \alpha^2 T_1^2} = 0 \quad (\text{D.4})$$

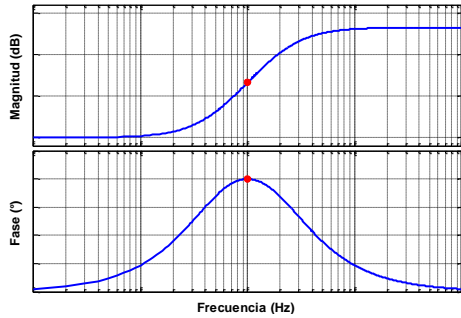
De donde, trabajando algebraicamente se obtiene:

$$\begin{aligned} 1 + \omega^2 \alpha^2 T_1^2 &= \alpha + \omega^2 \alpha T_1^2 \\ \omega^2 \alpha^2 T_1^2 - \omega^2 \alpha T_1^2 &= \alpha - 1 \rightarrow \omega = \frac{1}{T_1 \sqrt{\alpha}} \\ \omega^2 \alpha T_1^2 (\alpha - 1) &= \alpha - 1 \end{aligned} \quad (\text{D.5})$$

Mientras que para determinar la máxima o mínima fase del filtro se aplica la tangente a ambos lados de (D.3), obteniéndose

$$\begin{aligned} \tan(\theta) &= \tan(\theta_{\text{Numerador}} - \theta_{\text{Denominador}}) \\ \tan(\theta) &= \frac{\tan(\theta_{\text{Numerador}}) - \tan(\theta_{\text{Denominador}})}{1 + \tan(\theta_{\text{Numerador}}) \tan(\theta_{\text{Denominador}})} \end{aligned} \quad (\text{D.6})$$

Respuesta típica en frecuencia de un filtro de adelanto de fase



Respuesta típica en frecuencia de un filtro de atraso de fase

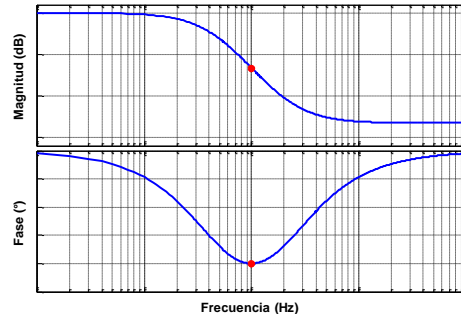


Figura D.1 Respuesta en frecuencia típica de los filtros de adelanto y atraso de fase

Donde:

$$\theta_{Numerador} = \arctan(\omega T_1) = \arctan\left(\frac{1}{\sqrt{\alpha}}\right) \quad (D.7)$$

$$\theta_{Denominador} = \arctan(\omega \alpha T_1) = \arctan(\sqrt{\alpha}) \quad (D.8)$$

Por lo que sustituyendo (D.7) y (D.8) en (D.6) se obtiene:

$$\tan(\theta) = \frac{\frac{1}{\sqrt{\alpha}} - \sqrt{\alpha}}{1 + \frac{1}{\sqrt{\alpha}} \sqrt{\alpha}} = \frac{1 - \alpha}{2} = \frac{1 - \alpha}{2\sqrt{\alpha}} \quad (D.9)$$

Ahora, si $1 - \alpha$ y $2\sqrt{\alpha}$ son los catetos de un triángulo rectángulo, con base en el teorema de Pitágoras se sabe que la hipotenusa es:

$$H = \sqrt{(1 - \alpha)^2 + (2\sqrt{\alpha})^2} = \sqrt{1 - 2\alpha + \alpha^2 + 4\alpha} = \sqrt{1 + 2\alpha + \alpha^2} = \sqrt{(1 + \alpha)^2} = 1 + \alpha \quad (D.10)$$

Por lo que:

$$\sin(\theta) = \frac{1 - \alpha}{1 + \alpha} \rightarrow \sin(\theta) + \alpha \sin(\theta) = 1 - \alpha \quad (D.11)$$

De donde trabajando algebraicamente se obtiene:

$$\begin{aligned} \alpha \sin(\theta) + \alpha &= 1 - \sin(\theta) \\ \alpha[1 + \sin(\theta)] &= 1 - \sin(\theta) \rightarrow \alpha = \frac{1 - \sin(\theta)}{1 + \sin(\theta)} \end{aligned} \quad (D.12)$$

Con base en lo anterior, si se desea diseñar un filtro de adelanto/atraso de fase que a la frecuencia ω aporte su máxima/mínima fase (θ), inicialmente con (D.12) se determina el valor adimensional de α , luego con (D.5) se calcula T_1 y finalmente se calcula T_2 con $T_2 = \alpha T_1$.

De manera similar, un filtro de adelanto/atraso se puede diseñar para que a la frecuencia ω_1 aporte la fase θ_1 y al mismo tiempo a la frecuencia ω_2 la fase θ_2 . Para esto, se regresa a la ecuación (D.6) pero ahora se considera la expresión (D.1), en la que para cualesquiera ω y θ se cumple que:

$$\tan(\theta) = \frac{\tan(\theta_{Numerador}) - \tan(\theta_{Denominador})}{1 + \tan(\theta_{Numerador})\tan(\theta_{Denominador})} = \frac{\omega T_1 - \omega T_2}{1 + \omega^2 T_1 T_2} \quad (D.13)$$

Ahora, al considerar los casos particulares $\omega_1 \leftrightarrow \theta_1$ y $\omega_2 \leftrightarrow \theta_2$ se obtiene el sistema de dos ecuaciones simultáneas

$$\begin{cases} \tan(\theta_1) = \frac{\omega_1 T_1 - \omega_1 T_2}{1 + \omega_1^2 T_1 T_2} & (1) \\ \tan(\theta_2) = \frac{\omega_2 T_1 - \omega_2 T_2}{1 + \omega_2^2 T_1 T_2} & (2) \end{cases} \quad (D.14)$$

Para resolver este sistema se despeja T_1 en la ecuación (1), obteniéndose:

$$\begin{aligned} \tan(\theta_1) + \omega_1^2 T_1 T_2 \tan(\theta_1) &= \omega_1 T_1 - \omega_1 T_2 \\ \omega_1 T_1 - \omega_1^2 T_1 T_2 \tan(\theta_1) &= \tan(\theta_1) + \omega_1 T_2 \rightarrow T_1 = \frac{\tan(\theta_1) + \omega_1 T_2}{\omega_1 - \omega_1^2 T_2 \tan(\theta_1)} \\ T_1 [\omega_1 - \omega_1^2 T_2 \tan(\theta_1)] &= \tan(\theta_1) + \omega_1 T_2 \end{aligned} \quad (D.15)$$

De manera similar, si se despeja T_1 en la ecuación (2) se tiene que:

$$T_1 = \frac{\tan(\theta_2) + \omega_2 T_2}{\omega_2 - \omega_2^2 T_2 \tan(\theta_2)} \quad (D.16)$$

Al igualar las ecuaciones (D.15) y (D.16) y luego de trabajar algebraicamente se obtiene una expresión de segundo orden para T_2 , ésta tiene la forma

$$aT_2^2 + bT_2 + c = 0 \quad (D.17)$$

En la que los términos a , b y c están determinados por

$$\begin{cases} a = \omega_1^2 \omega_2 \tan(\theta_1) - \omega_1 \omega_2^2 \tan(\theta_2) \\ b = \omega_1^2 \tan(\theta_1) \tan(\theta_2) - \omega_2^2 \tan(\theta_2) \tan(\theta_1) \\ c = \omega_2 \tan(\theta_1) - \omega_1 \tan(\theta_2) \end{cases} \quad (D.18)$$

Para resolver (D.17) se utiliza

$$T_2 = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \quad (D.19)$$

Obteniéndose dos valores para T_2 (si alguno es negativo se puede descartar). Finalmente, a partir de T_2 se regresa a (D.15) y se calcula el valor de T_1 , concluyendo el diseño del filtro.

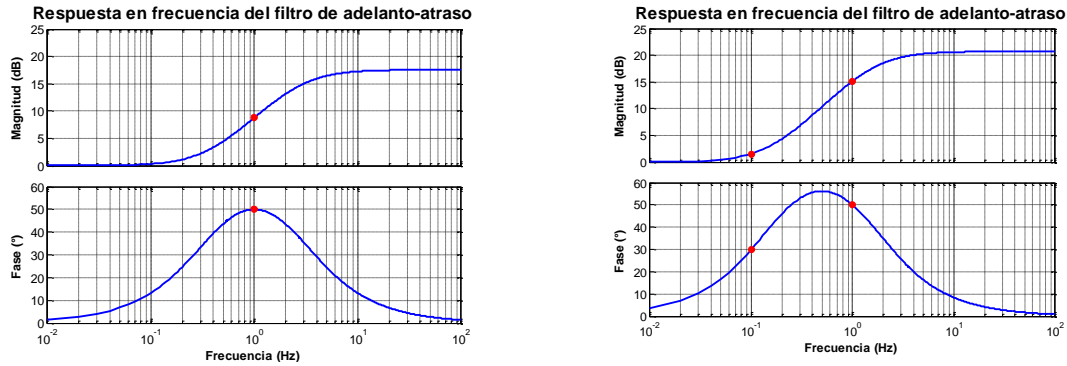


Figura D.2 Respuesta en frecuencia típica de los filtros de adelanto y atraso de fase diseñados a partir de una sola frecuencia (izquierda) y dos frecuencias (derecha)

A manera de ejemplo, en la parte izquierda de la Figura D.2 se muestra la respuesta en frecuencia de un filtro de adelanto-atraso diseñado a partir de una sola frecuencia y desfase ($\omega = 1 \text{ Hz}$ y $\theta = 50^\circ$). De manera similar, a la derecha se observa la respuesta para un filtro diseñado a partir de dos frecuencias y dos desfases ($\omega_1 = 0.1 \text{ Hz}$, $\omega_2 = 1 \text{ Hz}$, $\theta_1 = 30^\circ$ y $\theta_2 = 50^\circ$). En ambos casos, los puntos resaltados en color rojo corresponden a los valores de diseño.

APÉNDICE E. REPRESENTACIÓN EN EL ESPACIO DE ESTADOS DEL SISTEMA

Tomando como punto de partida el ML-GBI realimentado con un PSS que se muestra en la Figura E.1, en donde $PSS(s)$ tiene la forma mostrada en la Figura E.2^[1], las variables de estado del sistema completo son:

$\Delta\delta$: Posición angular

$\Delta\omega$: Velocidad angular

$\Delta E'_q$: Tensión transitoria en el eje en cuadratura

ΔE_{fd} : Tensión de campo

^[1] La ganancia del estabilizador (K_{PSS}) se consideró en el filtro paso alto para que las expresiones en variables de estado del filtro de adelanto-atraso de fase sean generales sin importar el valor de N .

ΔV_W : Variable de estado auxiliar luego del filtro paso alto

ΔV_N : Variable de estado auxiliar luego del n-ésimo filtro de adelanto-atraso

De donde las ecuaciones para construir el modelo en variables de estado son:

1. Posición Angular:

$$\Delta\delta = \frac{\omega_0}{s} \Delta\omega \rightarrow s\Delta\delta = \omega_0 \Delta\omega \Rightarrow \Delta\dot{\delta} = \omega_0 \Delta\omega \quad (\text{E.1})$$

2. Velocidad Angular:

$$\begin{aligned} \Delta\omega &= \frac{1}{2Hs} \left[\Delta T_m - D\Delta\omega - K_1\Delta\delta - K_2\Delta E'_q \right] \\ \Rightarrow \Delta\dot{\omega} &= -\frac{K_1}{2H} \Delta\delta - \frac{D}{2H} \Delta\omega - \frac{K_2}{2H} \Delta E'_q + \frac{1}{2H} \Delta T_m \end{aligned} \quad (\text{E.2})$$

3. Tensión de campo:

$$\begin{aligned} \Delta E_{fd} &= \frac{K}{T_e s + 1} \left[\Delta V_{t_Ref} + V_{PSS} - K_5\Delta\delta - K_6\Delta E'_q \right] \\ s\Delta E_{fd} T_e &= K \left[\Delta V_{t_Ref} + \Delta V_{PSS} - K_5\Delta\delta - K_6\Delta E'_q \right] - \Delta E_{fd} \\ \Rightarrow \Delta\dot{E}_{fd} &= -\frac{KK_5}{T_e} \Delta\delta - \frac{1}{T_e} \Delta E_{fd} - \frac{KK_6}{T_e} \Delta E'_q + \frac{K}{T_e} V_{PSS} + \frac{K}{T_e} \Delta V_{t_Ref} \end{aligned} \quad (\text{E.3})$$

4. Tensión transitoria en el eje en cuadratura:

$$\begin{aligned} \Delta E'_q &= \frac{K_3}{K_3 T'_{do} s + 1} \left[\Delta E_{fd} - K_4\Delta\delta \right] \rightarrow s\Delta E'_q K_3 T'_{do} = K_3 \left[\Delta E_{fd} - K_4\Delta\delta \right] - \Delta E'_q \\ \Rightarrow \Delta\dot{E}'_q &= -\frac{K_4}{T'_{do}} \Delta\delta + \frac{1}{T'_{do}} \Delta E_{fd} - \frac{1}{K_3 T'_{do}} \Delta E'_q \end{aligned} \quad (\text{E.4})$$

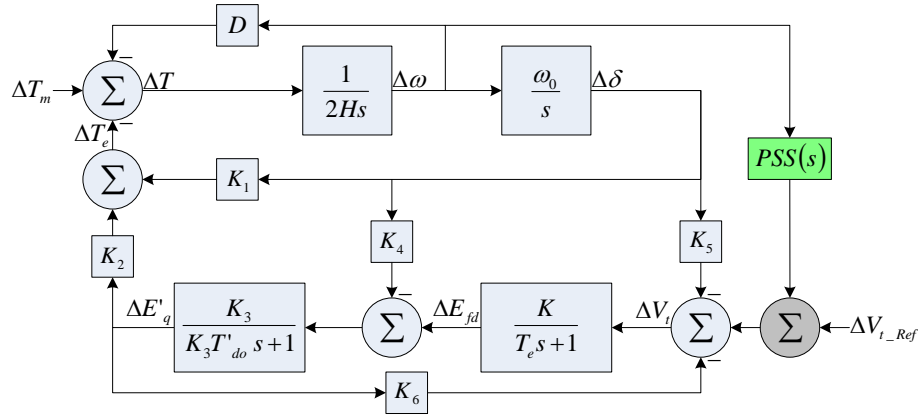


Figura E.1 Modelo linealizado de un generador realimentado con un PSS y conectado a una barra infinita

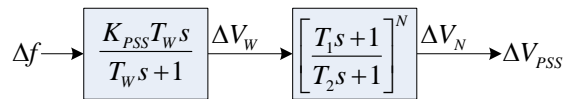


Figura E.2 Función de transferencia del PSS

5. Variable de estado auxiliar luego del filtro paso alto:

$$\begin{aligned}\Delta V_W &= \frac{K_{PSS} T_W s}{T_W s + 1} \Delta \omega \rightarrow s \Delta V_W T_W = K_{PSS} T_W s \Delta \omega - \Delta V_W \\ s \Delta V_W T_W &= K_{PSS} T_W \left[-\frac{K_1}{2H} \Delta \delta - \frac{D}{2H} \Delta \omega - \frac{K_2}{2H} \Delta E'_q + \frac{1}{2H} \Delta T_m \right] - \Delta V_W \\ \Rightarrow \Delta \dot{V}_W &= -\frac{K_{PSS} K_1}{2H} \Delta \delta - \frac{K_{PSS} D}{2H} \Delta \omega - \frac{K_{PSS} K_2}{2H} \Delta E'_q - \frac{1}{T_W} \Delta V_W + \frac{K_{PSS}}{2H} \Delta T_m\end{aligned}\quad (E.5)$$

6. Variable de estado auxiliar luego del primer filtro de adelanto-atraso^[1]:

$$\begin{aligned}\Delta V_1 &= \frac{T_1 s + 1}{T_2 s + 1} \Delta V_W \rightarrow s \Delta V_1 T_2 = T_1 s \Delta V_W + \Delta V_W - \Delta V_1 \\ s \Delta V_1 T_2 &= T_1 \left[-\frac{K_{PSS} K_1}{2H} \Delta \delta - \frac{K_{PSS} D}{2H} \Delta \omega - \frac{K_{PSS} K_2}{2H} \Delta E'_q - \frac{1}{T_W} \Delta V_W + \frac{K_{PSS}}{2H} \Delta T_m \right] + \Delta V_W - \Delta V_1 \\ \Rightarrow \Delta \dot{V}_1 &= -\frac{K_{PSS} K_1 T_1}{2HT_2} \Delta \delta - \frac{K_{PSS} D T_1}{2HT_2} \Delta \omega - \frac{K_{PSS} K_2 T_1}{2HT_2} \Delta E'_q + \left[\frac{1}{T_2} - \frac{T_1}{T_W T_2} \right] \Delta V_W - \frac{1}{T_2} \Delta V_1 + \frac{K_{PSS} T_1}{2HT_2} \Delta T_m\end{aligned}\quad (E.6)$$

7. Variable de estado auxiliar luego del segundo filtro de adelanto-atraso^[2]:

$$\begin{aligned}\Delta V_2 &= \frac{T_1 s + 1}{T_2 s + 1} \Delta V_1 \rightarrow s \Delta V_2 T_2 = T_1 s \Delta V_1 + \Delta V_1 - \Delta V_2 \\ s \Delta V_2 T_2 &= T_1 \left\{ -\frac{K_{PSS} K_1 T_1}{2HT_2} \Delta \delta - \frac{K_{PSS} D T_1}{2HT_2} \Delta \omega - \frac{K_{PSS} K_2 T_1}{2HT_2} \Delta E'_q + \left[\frac{1}{T_2} - \frac{T_1}{T_W T_2} \right] \Delta V_W - \frac{1}{T_2} \Delta V_1 \right\} \\ &\quad + T_1 \left\{ \frac{K_{PSS} T_1}{2HT_2} \Delta T_m \right\} + \Delta V_1 - \Delta V_2 \\ \Rightarrow \Delta \dot{V}_2 &= -\frac{K_{PSS} K_1 T_1^2}{2HT_2^2} \Delta \delta - \frac{K_{PSS} D T_1^2}{2HT_2^2} \Delta \omega - \frac{K_{PSS} K_2 T_1^2}{2HT_2^2} \Delta E'_q + \left[\frac{T_1}{T_2^2} - \frac{T_1^2}{T_W T_2^2} \right] \Delta V_W \\ &\quad + \left[\frac{1}{T_2} - \frac{T_1}{T_2^2} \right] \Delta V_1 - \frac{1}{T_2} \Delta V_2 + \frac{K_{PSS} T_1^2}{2HT_2^2} \Delta T_m\end{aligned}\quad (E.7)$$

8. Variable de estado auxiliar luego del tercer filtro de adelanto-atraso^[3]:

$$\begin{aligned}\Delta V_3 &= \frac{T_1 s + 1}{T_2 s + 1} \Delta V_2 \rightarrow s \Delta V_3 T_2 = T_1 s \Delta V_2 + \Delta V_2 - \Delta V_3 \\ s \Delta V_3 T_2 &= T_1 \left\{ -\frac{K_{PSS} K_1 T_1^2}{2HT_2^2} \Delta \delta - \frac{K_{PSS} D T_1^2}{2HT_2^2} \Delta \omega - \frac{K_{PSS} K_2 T_1^2}{2HT_2^2} \Delta E'_q + \left[\frac{T_1}{T_2^2} - \frac{T_1^2}{T_W T_2^2} \right] \Delta V_W \right\} \\ &\quad + T_1 \left\{ \left[\frac{1}{T_2} - \frac{T_1}{T_2^2} \right] \Delta V_1 - \frac{1}{T_2} \Delta V_2 + \frac{K_{PSS} T_1^2}{2HT_2^2} \Delta T_m \right\} + \Delta V_2 - \Delta V_3 \\ \Rightarrow \Delta \dot{V}_3 &= -\frac{K_{PSS} K_1 T_1^3}{2HT_2^3} \Delta \delta - \frac{K_{PSS} D T_1^3}{2HT_2^3} \Delta \omega - \frac{K_{PSS} K_2 T_1^3}{2HT_2^3} \Delta E'_q + \left[\frac{T_1^2}{T_2^3} - \frac{T_1^3}{T_W T_2^3} \right] \Delta V_W \\ &\quad + \left[\frac{T_1}{T_2^2} - \frac{T_1^2}{T_2^3} \right] \Delta V_1 + \left[\frac{1}{T_2} - \frac{T_1}{T_2^2} \right] \Delta V_2 - \frac{1}{T_2} \Delta V_3 + \frac{K_{PSS} T_1^3}{2HT_2^3} \Delta T_m\end{aligned}\quad (E.8)$$

[1] Si $N = 1$, entonces $\Delta V_{PSS} = \Delta V_1 \rightarrow \dot{V}_{PSS} = \Delta \dot{V}_1$ y las ecuaciones para ΔV_2 y ΔV_3 no son requeridas

[2] Si $N = 2$, entonces $\Delta V_{PSS} = \Delta V_2 \rightarrow \dot{V}_{PSS} = \Delta \dot{V}_2$ y la ecuación para ΔV_3 no es requerida

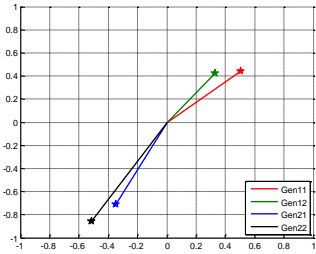
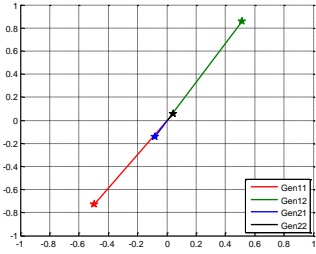
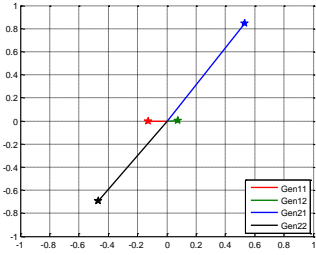
[3] Si $N = 3$, entonces $\Delta V_{PSS} = \Delta V_3 \rightarrow \dot{V}_{PSS} = \Delta \dot{V}_3$

Con base en las ecuaciones anteriores y considerando que los espacios vacíos son ceros, el modelo completo en variables de estado para los casos $N = 1$, $N = 2$ y $N = 3$ es:

$$\begin{aligned}
 \text{(a) } N=1 \quad & \begin{bmatrix} \Delta \dot{\delta} \\ \Delta \dot{\omega} \\ \Delta \dot{E}_{fd} \\ \Delta \dot{E}'_q \\ \Delta \dot{V}_w \\ \Delta \dot{V}_{PSS} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-K_1}{2H} & \frac{-D}{2H} & \omega_0 & \frac{-K_2}{2H} & \frac{-KK_6}{T_e} & \frac{-1}{T_e} \\ \frac{-KK_5}{T_e} & \frac{-K_4}{T_{do}} & \frac{-K_{PSS}D}{2H} & \frac{-1}{T_e} & \frac{-1}{T_{do}} & \frac{-1}{T_e} \\ \frac{-K_{PSS}K_1}{2HT_2} & \frac{-K_{PSS}K_1}{2HT_2} & \frac{-K_{PSS}DT_1}{2HT_2} & \frac{-K_{PSS}K_2T_1}{2HT_2} & \frac{-1}{T_2} & \frac{-1}{T_2} \\ \frac{-K_{PSS}K_1T_1}{2HT_2} & \frac{-K_{PSS}K_1T_1}{2HT_2} & \frac{-K_{PSS}DT_1}{2HT_2} & \frac{-K_{PSS}K_2T_1}{2HT_2} & \frac{-1}{T_2} & \frac{-1}{T_2} \\ \frac{-1}{T_e} & \frac{-1}{T_{do}} & \frac{-1}{T_e} & \frac{-1}{T_{do}} & \frac{-1}{T_e} & \frac{-1}{T_{do}} \\ \frac{-K_2}{2H} & \frac{-KK_6}{T_e} & \frac{-1}{T_e} & \frac{-1}{T_{do}} & \frac{-1}{T_e} & \frac{-1}{T_{do}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \delta \\ \Delta \omega \\ \Delta E_{fd} \\ \Delta E'_q \\ \Delta V_w \\ \Delta V_{PSS} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{2H} \\ \frac{K_{PSS}}{2H} \\ \frac{K_{PSS}T_1}{2HT_2} \\ \frac{K_{PSS}}{2H} \\ \frac{K_{PSS}T_1}{2HT_2} \\ \frac{K_{PSS}}{2H} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta T_m \\ \Delta V_{t_Ref} \end{bmatrix} \\
 \text{(b) } N=2 \quad & \begin{bmatrix} \Delta \dot{\delta} \\ \Delta \dot{\omega} \\ \Delta \dot{E}_{fd} \\ \Delta \dot{E}'_q \\ \Delta \dot{V}_w \\ \Delta \dot{V}_1 \\ \Delta \dot{V}_{PSS} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-K_1}{2H} & \frac{-D}{2H} & \omega_0 & \frac{-K_2}{2H} & \frac{-KK_6}{T_e} & \frac{-1}{T_e} & \frac{-1}{T_{do}} \\ \frac{-KK_5}{T_e} & \frac{-K_4}{T_{do}} & \frac{-K_{PSS}D}{2H} & \frac{-1}{T_e} & \frac{-1}{T_{do}} & \frac{-1}{T_e} & \frac{-1}{T_{do}} \\ \frac{-K_{PSS}K_1}{2HT_2} & \frac{-K_{PSS}K_1}{2HT_2} & \frac{-K_{PSS}DT_1}{2HT_2} & \frac{-K_{PSS}K_2T_1}{2HT_2} & \frac{-1}{T_2} & \frac{-1}{T_2} & \frac{-1}{T_2} \\ \frac{-K_{PSS}K_1T_1}{2HT_2} & \frac{-K_{PSS}K_1T_1}{2HT_2} & \frac{-K_{PSS}DT_1}{2HT_2} & \frac{-K_{PSS}K_2T_1}{2HT_2} & \frac{-1}{T_2} & \frac{-1}{T_2} & \frac{-1}{T_2} \\ \frac{-1}{T_e} & \frac{-1}{T_{do}} & \frac{-1}{T_e} & \frac{-1}{T_{do}} & \frac{-1}{T_e} & \frac{-1}{T_{do}} & \frac{-1}{T_e} \\ \frac{-K_2}{2H} & \frac{-KK_6}{T_e} & \frac{-1}{T_e} & \frac{-1}{T_{do}} & \frac{-1}{T_e} & \frac{-1}{T_{do}} & \frac{-1}{T_e} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \delta \\ \Delta \omega \\ \Delta E_{fd} \\ \Delta E'_q \\ \Delta V_w \\ \Delta V_1 \\ \Delta V_{PSS} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{2H} \\ \frac{K_{PSS}}{2H} \\ \frac{K_{PSS}T_1}{2HT_2} \\ \frac{K_{PSS}}{2H} \\ \frac{K_{PSS}T_1}{2HT_2} \\ \frac{K_{PSS}}{2H} \\ \frac{K_{PSS}T_1}{2HT_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta T_m \\ \Delta V_{t_Ref} \end{bmatrix} \\
 \text{(c) } N=3 \quad & \begin{bmatrix} \Delta \dot{\delta} \\ \Delta \dot{\omega} \\ \Delta \dot{E}_{fd} \\ \Delta \dot{E}'_q \\ \Delta \dot{V}_w \\ \Delta \dot{V}_1 \\ \Delta \dot{V}_2 \\ \Delta \dot{V}_{PSS} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-K_1}{2H} & \frac{-D}{2H} & \omega_0 & \frac{-K_2}{2H} & \frac{-KK_6}{T_e} & \frac{-1}{T_e} & \frac{-1}{T_{do}} & \frac{-1}{T_e} & \frac{-1}{T_{do}} \\ \frac{-KK_5}{T_e} & \frac{-K_4}{T_{do}} & \frac{-K_{PSS}D}{2H} & \frac{-1}{T_e} & \frac{-1}{T_{do}} & \frac{-1}{T_e} & \frac{-1}{T_{do}} & \frac{-1}{T_e} & \frac{-1}{T_{do}} \\ \frac{-K_{PSS}K_1}{2HT_2} & \frac{-K_{PSS}K_1}{2HT_2} & \frac{-K_{PSS}DT_1}{2HT_2} & \frac{-K_{PSS}K_2T_1}{2HT_2} & \frac{-1}{T_2} & \frac{-1}{T_2} & \frac{-1}{T_2} & \frac{-1}{T_2} & \frac{-1}{T_2} \\ \frac{-K_{PSS}K_1T_1}{2HT_2} & \frac{-K_{PSS}K_1T_1}{2HT_2} & \frac{-K_{PSS}DT_1}{2HT_2} & \frac{-K_{PSS}K_2T_1}{2HT_2} & \frac{-1}{T_2} & \frac{-1}{T_2} & \frac{-1}{T_2} & \frac{-1}{T_2} & \frac{-1}{T_2} \\ \frac{-1}{T_e} & \frac{-1}{T_{do}} & \frac{-1}{T_e} & \frac{-1}{T_{do}} & \frac{-1}{T_e} & \frac{-1}{T_{do}} & \frac{-1}{T_e} & \frac{-1}{T_{do}} & \frac{-1}{T_e} \\ \frac{-K_2}{2H} & \frac{-KK_6}{T_e} & \frac{-1}{T_e} & \frac{-1}{T_{do}} & \frac{-1}{T_e} & \frac{-1}{T_{do}} & \frac{-1}{T_e} & \frac{-1}{T_{do}} & \frac{-1}{T_e} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \delta \\ \Delta \omega \\ \Delta E_{fd} \\ \Delta E'_q \\ \Delta V_w \\ \Delta V_1 \\ \Delta V_2 \\ \Delta V_{PSS} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{2H} \\ \frac{K_{PSS}}{2H} \\ \frac{K_{PSS}T_1}{2HT_2} \\ \frac{K_{PSS}}{2H} \\ \frac{K_{PSS}T_1}{2HT_2} \\ \frac{K_{PSS}}{2H} \\ \frac{K_{PSS}T_1}{2HT_2} \\ \frac{K_{PSS}}{2H} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta T_m \\ \Delta V_{t_Ref} \end{bmatrix}
 \end{aligned}
 \tag{E.9}$$

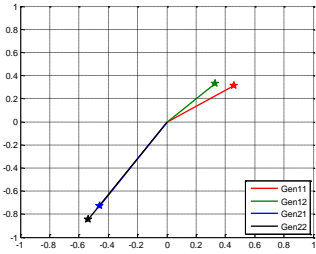
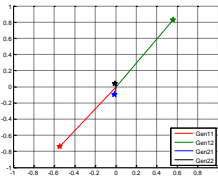
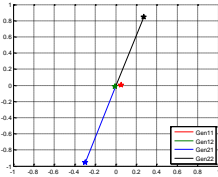
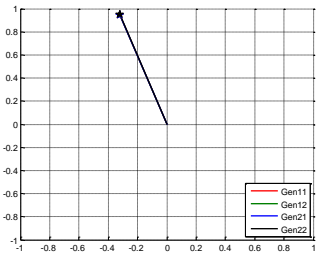
APÉNDICE F. RESULTADOS DEL ANÁLISIS MODAL

Tabla F.1 Resultados del análisis modal para el caso estable

| Caso | Autovalor (MdO) | Tipo | Amort. (%) | Frec. (Hz) | FP > 0.35 [¹] (Estado / Valor) | Forma del modo (Mode Shape) |
|-------------|--|---------|------------|------------|--|---|
| Muy Estable | $\lambda_1 =$ -0.1259 $\pm j4.1008$ | Estable | 3.07 | 0.6527 | $\omega_{G22}/1.0000$ $\delta_{G22}/0.9998$ $\omega_{G11}/0.6478$ $\delta_{G11}/0.6476$ $\omega_{G21}/0.6228$ $\delta_{G21}/0.6226$ $\omega_{G12}/0.4419$ $\delta_{G12}/0.4418$ |  |
| | $\lambda_2 =$ -0.7544 $\pm j6.6766$ | Estable | 11.23 | 1.0626 | $\omega_{G12}/1.0000$ $\delta_{G12}/0.9993$ $\omega_{G11}/0.8298$ $\delta_{G11}/0.8292$ |  |
| | $\lambda_3 =$ -0.7532 $\pm j6.4887$ | Estable | 11.53 | 1.0327 | $\omega_{G21}/1.0000$ $\delta_{G21}/0.9993$ $\omega_{G22}/0.7377$ $\delta_{G22}/0.7372$ |  |
| | $\lambda_4 =$ -10.7407 $\pm j7.4594$ | Estable | 82.13 | 1.1872 | $E'q_{G21}/1.0000$ $\psi kd_{G21}/0.6832$ $E'q_{G22}/0.6697$ $E'q_{G12}/0.5261$ $\psi kd_{G22}/0.4557$ $\psi kd_{G12}/0.3592$ | No aplica |

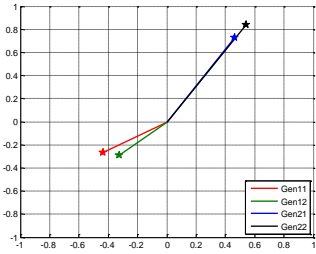
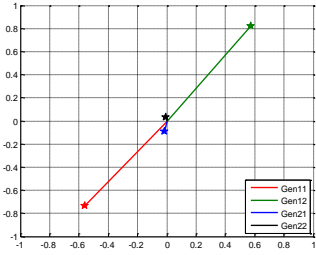
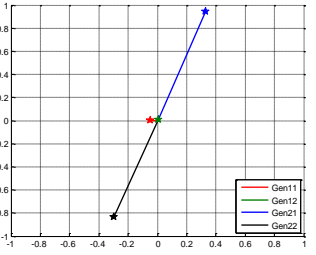
¹ FP: Factor de participación normalizado

Tabla F.2 Resultados del análisis modal para el caso oscilatorio

| Caso | Autovalor (MdO) | Tipo | Amort. (%) | Frec. (Hz) | FP > 0.35 ^[1] (Estado / Valor) | Forma del modo (Mode Shape) |
|-------------|--|--------------------------|------------|------------|--|---|
| Oscilatorio | $\lambda_1 =$ -0.0004 $\pm j3.5099$ | Inestable ^[2] | 0.01 | 0.5586 | $\delta_{G22}/1.0000$ $\omega_{G22}/0.9999$ $\delta_{G21}/0.7238$ $\omega_{G21}/0.7237$ $\delta_{G11}/0.5375$ $\omega_{G11}/0.5375$ $\delta_{G12}/0.4055$ $\omega_{G12}/0.4054$ |  |
| | $\lambda_2 =$ -0.7371 $\pm j6.7086$ | Estable | 10.92 | 1.0677 | $\omega_{G12}/1.0000$ $\delta_{G12}/0.9993$ $\omega_{G11}/0.8952$ $\delta_{G11}/0.8945$ |  |
| | $\lambda_3 =$ -0.9267 $\pm j6.3943$ | Estable | 14.34 | 1.0177 | $\omega_{G21}/1.0000$ $\delta_{G21}/0.9991$ $\omega_{G22}/0.7978$ $\delta_{G22}/0.7971$ |  |
| | $\lambda_4 =$ -0.0201 $\pm j0.0597$ | Estable | 31.92 | 0.0095 | $\delta_{G11}/1.0000$ $\delta_{G12}/0.9990$ $\omega_{G12}/0.9772$ $\omega_{G11}/0.9638$ $\delta_{G21}/0.5900$ $\omega_{G21}/0.5851$ $\omega_{G22}/0.5758$ $\delta_{G22}/0.5733$ |  |
| | $\lambda_5 =$ -9.6914 $\pm j13.945$ | Estable | 57.07 | 2.2194 | $E'q_{G21}/1.0000$ $\psi kd_{G21}/0.6894$ $E'q_{G22}/0.6743$ $\psi kd_{G22}/0.4648$ $2Int_{G21}/0.4121$ | No aplica |
| | $\lambda_6 =$ -11.6981 $\pm j4.0807$ | Estable | 94.42 | 0.6495 | $E'q_{G12}/1.0000$ $\psi kd_{G12}/0.7385$ $E'q_{G11}/0.4998$ $\psi kd_{G11}/0.3775$ | No aplica |

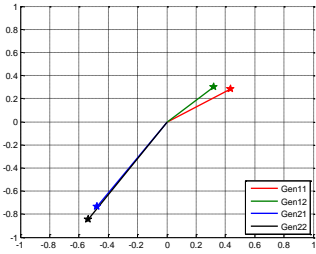
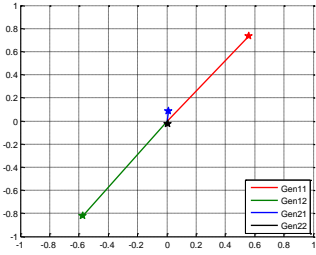
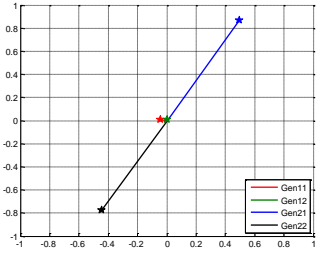
¹ FP: Factor de participación normalizado² En un sentido estricto el MdO es estable pues su parte real es negativa. Sin embargo, el amortiguamiento es tan pobre y el decrecimiento de la señal es tan lento que para fines prácticos puede considerarse inestable

Tabla F.3 Resultados del análisis modal para el caso inestable

| Caso | Autovalor (MdO) | Tipo | Amort. (%) | Frec. (Hz) | FP > 0.35 [¹] (Estado / Valor) | Forma del modo (Mode Shape) |
|-----------|------------------------------------|-----------|------------|------------|--|--|
| Inestable | $\lambda_1 = 0.0176 \pm j3.4488$ | Inestable | -0.51 | 0.5498 | $\delta_{G22}/1.0000$ $\omega_{G22}/0.9999$ $\delta_{G21}/0.7275$ $\omega_{G21}/0.7274$ $\delta_{G11}/0.4986$ $\omega_{G11}/0.4985$ $\delta_{G12}/0.3777$ $\omega_{G12}/0.3777$ |  |
| | $\lambda_2 = -0.7236 \pm j6.7661$ | Estable | 10.63 | 1.0769 | $\omega_{G12}/1.0000$ $\delta_{G12}/0.9993$ $\omega_{G11}/0.9040$ $\delta_{G11}/0.9033$ |  |
| | $\lambda_3 = -0.9141 \pm j6.4089$ | Estable | 14.12 | 1.0200 | $\omega_{G21}/1.0000$ $\delta_{G21}/0.9991$ $\omega_{G22}/0.7959$ $\delta_{G22}/0.7952$ |  |
| | $\lambda_4 = -9.7161 \pm j13.9509$ | Estable | 57.15 | 2.2204 | $E'q_{G21}/1.0000$ $\psi kd_{G21}/0.6898$ $E'q_{G22}/0.6788$ $\psi kd_{G22}/0.4682$ $2Int_{G21}/0.4123$ | No aplica |
| | $\lambda_5 = -11.6998 \pm j4.1657$ | Estable | 94.21 | 0.6630 | $E'q_{G12}/1.0000$ $\psi kd_{G12}/0.7390$ $E'q_{G11}/0.4765$ $\psi kd_{G11}/0.3610$ | No aplica |

¹ FP: Factor de participación normalizado

Tabla F.4 Resultados del análisis modal para el caso muy inestable

| Caso | Autovalor (MdO) | Tipo | Amort. (%) | Frec. (Hz) | FP > 0.35 [¹] (Estado / Valor) | Forma del modo (Mode Shape) |
|---------------|------------------------------------|-----------|------------|------------|--|--|
| Muy Inestable | $\lambda_1 = 0.0383 \pm j3.4412$ | Inestable | -1.11 | 0.5477 | $\delta_{G22}/1.0000$ $\omega_{G22}/0.9998$ $\delta_{G21}/0.7353$ $\omega_{G21}/0.7352$ $\delta_{G11}/0.5055$ $\omega_{G11}/0.5053$ $\delta_{G12}/0.3852$ $\omega_{G12}/0.3851$ |  |
| | $\lambda_2 = -0.7237 \pm j6.7661$ | Estable | 10.64 | 1.0769 | $\omega_{G12}/1.0000$ $\delta_{G12}/0.9993$ $\omega_{G11}/0.9036$ $\delta_{G11}/0.9029$ |  |
| | $\lambda_3 = -0.9765 \pm j6.3097$ | Estable | 15.29 | 1.0042 | $\omega_{G21}/1.0000$ $\delta_{G21}/0.9990$ $\omega_{G22}/0.8027$ $\delta_{G22}/0.8019$ |  |
| | $\lambda_4 = -9.2333 \pm j16.428$ | Estable | 49.00 | 2.6145 | $E'q_{G21}/1.0000$ $\psi kd_{G21}/0.6972$ $E'q_{G22}/0.6827$ $\psi kd_{G22}/0.4761$ $2Int_{G21}/0.4417$ | No aplica |
| | $\lambda_5 = -11.7014 \pm j4.2108$ | Estable | 94.09 | 0.6702 | $E'q_{G12}/1.0000$ $\psi kd_{G12}/0.7383$ $E'q_{G11}/0.4700$ $\psi kd_{G11}/0.3556$ | No aplica |
| | $\lambda_6 = -53.3482 \pm j0.2566$ | Estable | 99.99 | 0.0408 | $2Int_{G21}/1.0000$ $2Int_{G11}/0.7469$ | No aplica |

¹ FP: Factor de participación normalizado